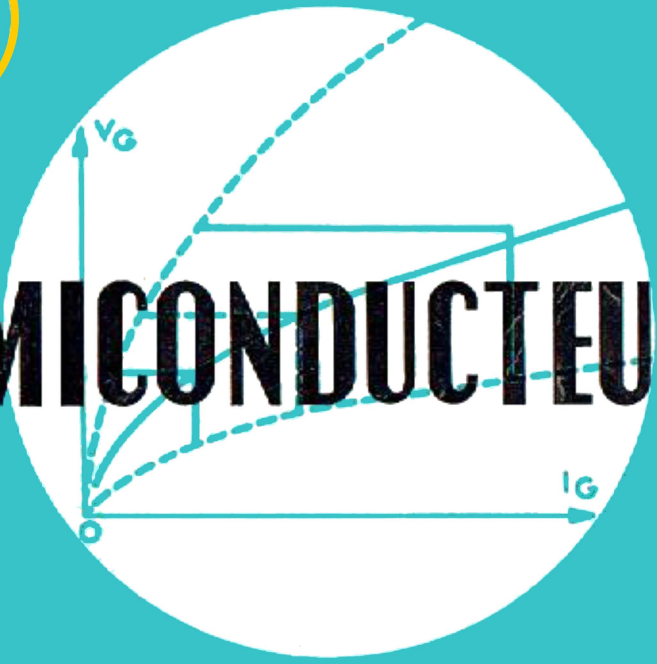
M.MOUNIC

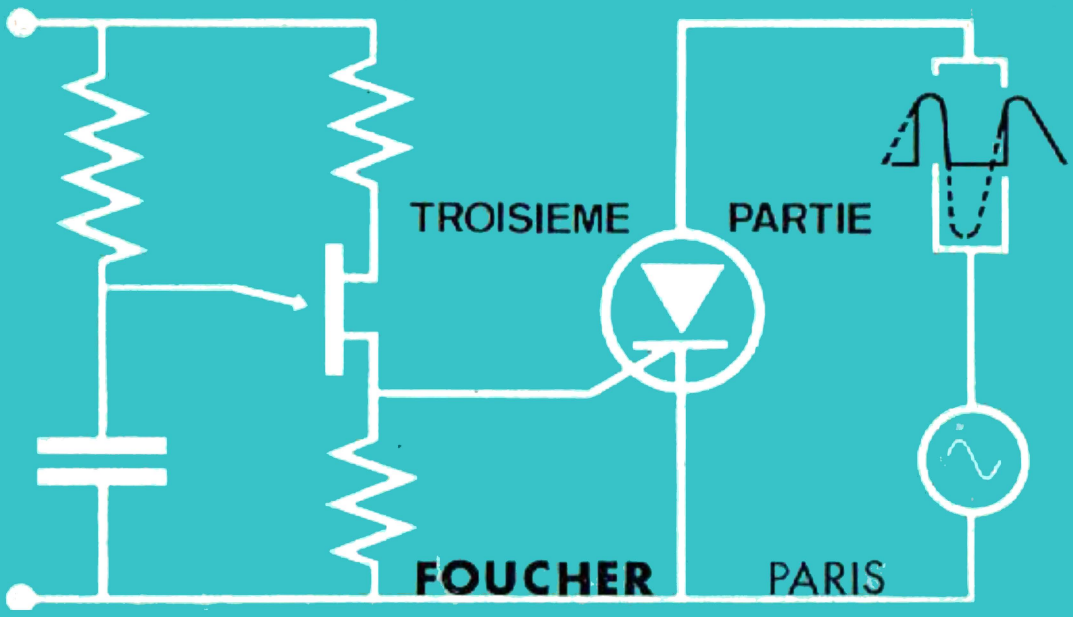
2ÈME ÉDITION



SEMICONDUCTEURS

THYRISTORS:

FONCTIONNEMENT — CARACTERISTIQUES
PROCEDES DE COMMANDE. APPLICATIONS



TROISIEME PARTIE

FOUCHER PARIS

Marcel MOUNIC

Agrégé de Physique,
Ancien Élève et Professeur de l'École
Normale Supérieure de l'Enseignement Technique,
Professeur au L. T. d'État de Puteaux.

SEMICONDUCTEURS

TROISIÈME PARTIE

THYRISTORS, TRIACS

à l'usage des Techniciens de l'Industrie
et des Élèves de l'Enseignement Technique

2 ème étition 1973

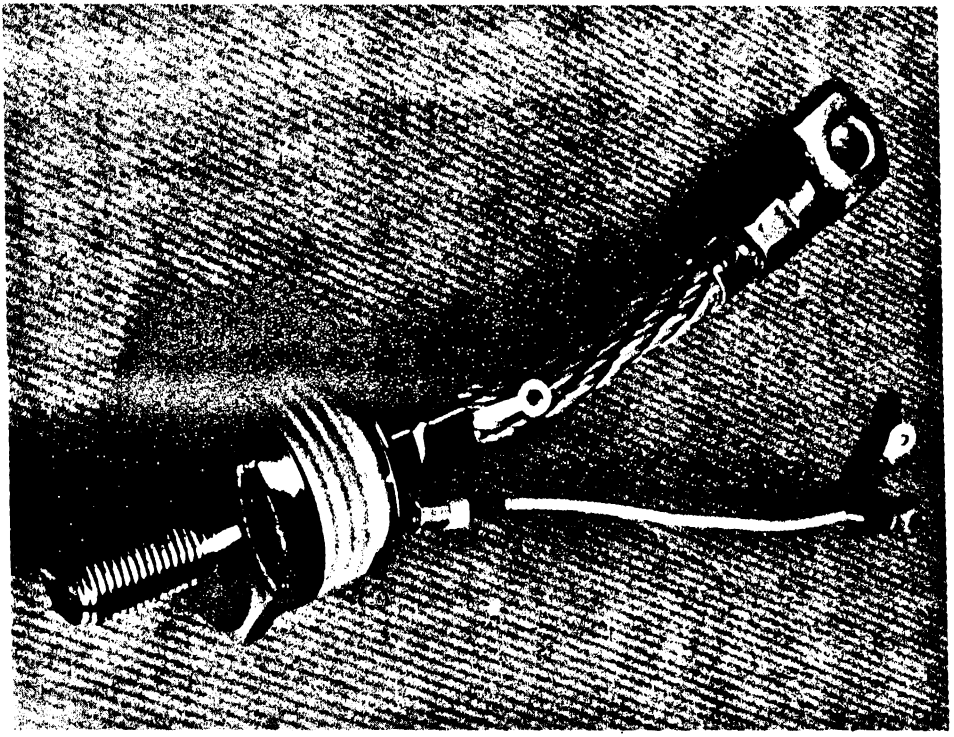
LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli — PARIS

Électronique
(Collection MOUNIC)

Semiconducteurs. 1re Partie	par	MOUNIC
Semiconducteurs. 2e Partie : *Transistors*		—
Transistors - Problèmes avec solutions (3 fascicules)		—
Amplification		—
Redressement (2 fascicules)		—
Travaux pratiques d'électronique (3 fascicules)	par	MOUNIC et RICARD
Travaux pratiques d'électronique, fascicule 4	par	MOUNIC RICARD et MONFORT
Impulsions - Techniques de base - Circuits à semiconducteurs	par	P. RIVÈRE
Télévision (2 fascicules)	par	PARDIES
Servomécanismes (Cours)	par	PEUTEMAN
Travaux pratiques de servomécanismes	par	MONTEILLER et PEUTEMAN
Éléments de théorie de l'nformation	par	J.-P. RIVÈRE
Les calculateurs numériques		—
Électricité.		
Fascicule 1 : *Courant continu. Électrodynamique*	par	THOMASSET
Fascicule 2 : *Magnétisme. Électromagnétisme. Machines à courant continu*		—
Fascicule 3 : *Courant alternatif. Lois générales. Condensateur. Inductance*	par	MOUNIC et THOMASSET
Fascicule 4 : *Courants triphasés. Machines à courant alternatif. Électronique*		—
Manipulations d'électricité (2 fascicules)	par	MONFORT et RICARD

FOUCHER - Éditeur

ute représentation, traduction, adaptation ou reproduction, même partielle, par tous procédés, en tous pays, faite sans torisation préalable, est illicite et exposerait le contrevenant à des poursuites judiciaires (Réf. Loi du 11 mars 1957).
© Les Éditions FOUCHER, 1973.



Cliché Alsthom.

Thyristor au silicium de puissance, type 150 A moyens. Série à tension élevée de 600 à 1 600 volts crête.

I — THYRISTOR : CONSTITUTION, AMORÇAGE

Le thyristor est une soupape à électrode de commande, la gâchette, qui a remplacé avantageusement les soupapes à gaz en commutation, redressement avec réglage de tension et de puissance... En outre, il a ouvert un vaste champ d'applications nouvelles depuis son apparition, en 1957.

Son principe a été vu (Semiconducteurs, *première partie*) *; nous allons étudier de façon plus détaillée le fonctionnement (chap. I), les caractéristiques (chap. II), les procédés de commande (chap. III) et les applications (chap. IV).*

A — Constitution

I. — RAPPEL DU PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

a) **Expériences** (fig. A-1).

Comme la diode, le thyristor est un semiconducteur comportant une anode A, une cathode K, mais il possède en outre une électrode de commande, la gâchette G.

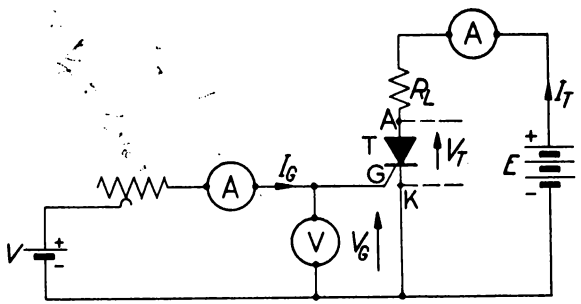


FIG. A-1. — **Amorçage d'un thyristor (BTY 87).**
Après amorçage, la chute de tension V_T entre anode et cathode varie peu : elle passe de 1,0 volt pour $I_T = 67$ mA à 1,2 volt pour $I_T = 200$ mA (V_G passe alors de 0,6 à 0,7 volt).

Réalisons le montage de la figure A-1 avec une tension d'alimentation $E = 100$ volts, par exemple, et un générateur $V = 6$ volts pour produire un courant continu de gâchette I_G.

Lorsque la tension d'anode V_a est négative, I_G n'amorce pas le thyristor ; par contre, pour V_a positive, le thyristor s'amorce lorsque I_G atteint 19 mA ; on avait alors, entre gâchette et cathode : $V_G = 0{,}95$ volt.

Au moment de l'amorçage, V_a s'effondre brusquement de 100 volts à $V_T = 1$ volt et le courant d'anode devient $I_T = 67$ mA.

Vérifions que le courant n'est plus limité pratiquement que par la résistance de charge, $R_L = 1{,}5$ kΩ :

$$I_T = \frac{E - V_T}{R_L} = \frac{100 - 1}{1{,}5} = 66 \text{ mA}.$$

Supprimons I_G *: le thyristor reste conducteur sans diminution du courant principal* I_T. La tension entre gâchette et cathode s'abaisse alors à 0,6 volt. Pour bloquer le thyristor, il faut ouvrir le circuit d'anode ou appliquer, entre A et K, une tension inverse à l'aide d'un générateur, d'un condensateur...

Dans le cas d'une alimentation alternative, le thyristor se bloque à la fin de chaque alternance directe et le courant de gâchette doit renouveler l'amorçage à chaque période.

b) **Définitions.**

La *tension d'anode* est la différence de potentiel entre la borne d'anode et la borne de cathode ; elle est dite *positive* ou *directe* lorsque le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode, *négative* ou *inverse* dans le cas contraire.

L'expérience précédente montre que le thyristor peut prendre les états suivants :

— *état bloqué dans le sens inverse*, c'est-à-dire sous tension d'anode inverse (V_R) ;

— *état bloqué :* le thyristor est sous tension directe (V_D), mais ne laisse passer qu'un courant direct négligeable ;

— *état passant :* le thyristor est traversé par un courant direct important et la chute de tension entre anode et cathode est faible ($V_T \sim 1{,}5$ volt).

Ces termes et ces notations sont ceux de la Norme et nous pouvons comprendre maintenant la définition qu'elle donne du thyristor :

Thyristor : *Dispositif à semiconducteurs bistable, comprenant trois jonctions ou plus, qui peut être commuté de l'état bloqué à l'état passant ou vice versa.*

Pour abréger nous appellerons :

— *amorçage* la commutation de l'état bloqué à l'état passant ; on dit aussi *déclenchement* du thyristor ;

— *blocage* (ou *désamorçage*) la commutation de l'état passant à l'état bloqué.

En pratique :

— l'amorçage est obtenu par un courant de gâchette ;

— le blocage se produit lorsque le courant d'anode s'annule de façon naturelle (alimentation alternative) ou forcée (alimentation continue).

2. — CONSTITUTION

Nous nous occupons, dans les premiers chapitres, du thyristor *classique.*

Le thyristor est un semiconducteur (silicium) à quatre couches alternativement P et N et qui comporte une électrode de commande. Les couches extrêmes constituent l'anode (P) et la cathode (N) (fig. A-2). Les couches internes sont appelées couche de commande (P) et couche de blocage (N). La jonction médiane est dite jonction de commande (J_C) ; J_A est la jonction d'anode, J_K la jonction de cathode.

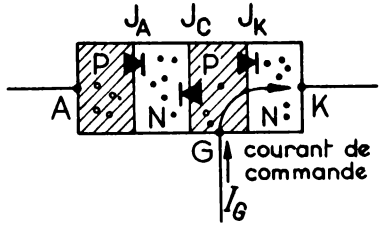


FIG. A-2. — **Thyristor.**

Schéma de principe. Chaque symbole de diode rappelle le sens passant de la jonction. L'électrode de commande est appelée **gâchette** (*NORME*).

En l'absence de courant de commande, la caractéristique courant-tension est celle de la figure A-3 :

V_{BO} est la tension de retournement, de l'ordre des centaines de volts. Après amorçage, la chute de tension entre anode et cathode est très faible : le courant n'est donc limité que par la charge. La conduction cesse lorsque le courant s'abaisse au-dessous d'une certaine valeur dite courant de maintien I_H (holding current).

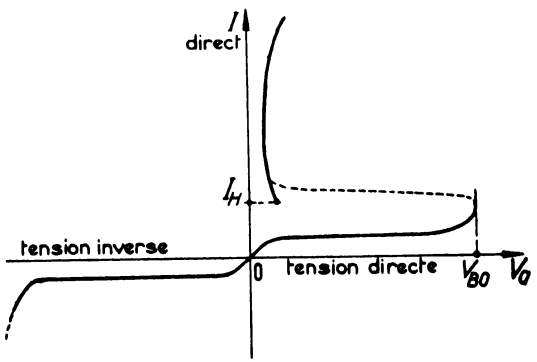


FIG. A-3. — **Caractéristiques directe et inverse en l'absence de courant de commande.**

Le courant de gâchette diminue la tension d'amorçage V_{BO} : en alternatif, la gâchette amorce le thyristor à un instant quelconque, voulu, de l'alternance positive de la tension d'alimentation.

Rappelons encore que lorsque le thyristor est sous tension :

— *directe*, les jonctions J_A et J_K sont sous tension directe ; mais la jonction J_C est sous tension inverse : c'est elle qui supporte, avant l'amorçage (état bloqué), toute la tension d'alimentation ;

— *inverse*, les jonctions J_A et J_K sont sous tension inverse, J_C sous tension directe.

. — ÉPAISSEURS ET CONTAMINATIONS DES QUATRE COUCHES (Fig. A-4)

Pour expliquer le mécanisme des commutations, quelques précisions sur la structure interne du thyristor sont indispensables.

a) **Couche de cathode.** Elle est de type N, très mince, très dopée (donneurs). Sa densité en électrons libres est très grande ; en conséquence :

— si l'on établit un courant direct à travers la jonction de cathode J_K, la couche de cathode injecte de nombreux électrons *dans la couche de commande ;*

— la jonction de cathode possède un courant inverse élevé, mais ne supporte qu'une faible tension inverse.

b) **Couche de commande.** Elle est de type P, mince et moyennement dopée. Il en résulte que, si des électrons y sont injectés par la jonction J_K, presque tous ces électrons atteignent la jonction de commande J_C.

La figure A-4 montre que cette couche permet à la gâchette de former, avec la région la plus voisine de la couche de cathode, une petite diode à jonction PN de faible étendue.

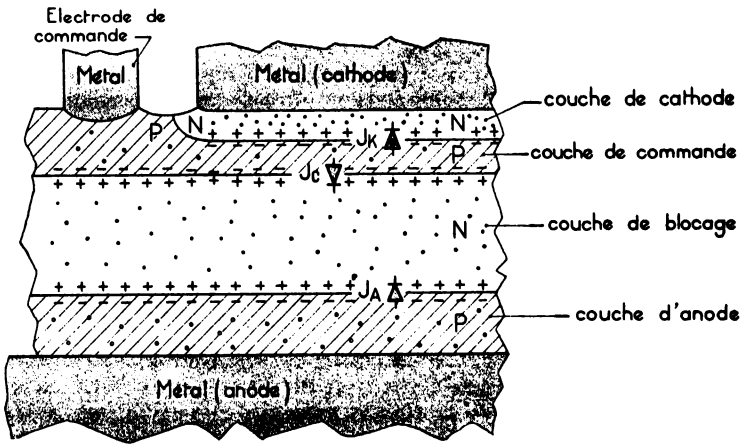


FIG. A-4. — **Les quatre couches et les trois jonctions d'un thyristor.**
C'est la couche de blocage, épaisse et peu dopée, qui permet aux jonctions J_A et J_C de supporter une tension inverse élevée avec un faible courant de fuite.
Les signes + et — représentent les charges d'espace des jonctions.

c) **Couche de blocage.** Elle est de type N. C'est la plus épaisse et la moins dopée des quatre couches ; le thyristor lui doit donc son faible courant inverse et la tension inverse élevée qu'il supporte.

d) **Couche d'anode.** Elle est de type P, moyennement épaisse et moyennement dopée. Elle est peu dopée au voisinage de la couche de blocage afin que la jonction d'anode J_A :

— présente un faible courant inverse, très inférieur à celui de J_K ;

— supporte une tension inverse élevée.

Au voisinage du métal de l'anode, la couche d'anode est plus dopée afin de diminuer la résistance directe.

Les propriétés ci-dessus des jonctions J_A et J_K expliquent que la jonction d'anode impose son faible courant inverse comme courant inverse du thyristor et supporte la presque totalité de la tension inverse appliquée au thyristor.

B — Amorçage : théorie de l'avalanche locale

Cette théorie est seulement qualitative, mais elle fait appel à des phénomènes physiques qui rendent intuitif le fonctionnement du thyristor.

1. — AVANT L'AMORÇAGE, LE CHAMP ÉLECTRIQUE EST TRÈS GRAND DANS LA JONCTION DE COMMANDE

Le thyristor étant bloqué et sous tension directe, cette tension se retrouve à la jonction de commande puisque c'est la seule des trois jonctions sous tension inverse : il existe donc dans J_c un champ électrique E très grand.

Ce champ accélère les porteurs minoritaires qui diffusent jusqu'à cette jonction, en particulier les électrons libres de la couche de commande.

Notons que cette accélération devient suffisante, sous la tension V_{BO} (§ A 2), pour déclencher l'amorçage sans courant de commande, malgré le très petit nombre de porteurs minoritaires initiaux.

2. — LE COURANT DE GÂCHETTE PROVOQUE DANS J_c UNE AVALANCHE LOCALE

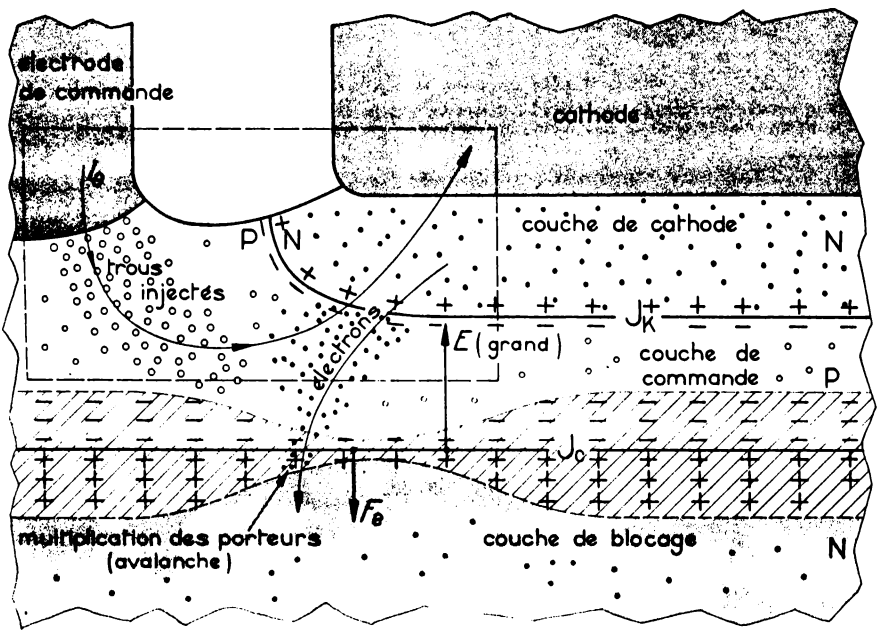


Fig. 6-1. — **Première phase de l'amorçage :** effondrement local de la barrière de potentiel de la jonction de commande. Les signes + et − représentent les charges d'espace des jonctions. Le rectangle pointillé entoure la diode de commande, petite partie de J_K.

Le courant de commande est un courant direct (de diffusion) de la jonction J_K : il se compose de trous se dirigeant vers la cathode et de nombreux électrons lancés par la couche de cathode, fortement dopée, dans la couche de commande (fig. B-1). En raison de la très faible distance entre J_K et J_C (§ A 3), presque tous les électrons atteignent la jonction J_C qui les projette violemment (E très grand) dans la couche de blocage. Pendant la traversée de J_C, ces électrons arrachent des porteurs aux atomes, porteurs qui en libèrent d'autres après accélération : on reconnaît le phénomène cumulatif de l'*avalanche*. La barrière de potentiel de J_C s'effondre localement (centième partie par exemple de l'aire de J_C).

3. — L'AVALANCHE S'ÉTEND D'ELLE-MÊME A TOUTE LA JONCTION DE COMMANDE

En effet, un courant direct de grande densite s'engouffre dans l'effondrement local de la barrière de potentiel ; si l'intensité de ce courant est supérieure à une certaine valeur I_L dite *intensité d'accrochage* lorsque le courant de gâchette cesse, les porteurs sont devenus si nombreux que l'avalanche s'étend de proche en proche à toute la jonction de commande. La vitesse d'expansion est relativement petite : 0,05 à 0,1 mm/μs, d'où la conduction complète en quelques microsecondes ou dizaines de microsecondes, suivant la puissance du thyristor avec laquelle augmente la surface de la pastille de silicium.

L'effondrement de la barrière de potentiel de J_C entraîne l'*effondrement de la résistance directe* du thyristor d'une valeur très grande — de l'ordre de 100 kΩ — à une valeur très faible — de l'ordre de 0,01 Ω — et le courant direct atteint sa pleine valeur.

Ainsi le courant de commande n'intervient que dans une très petite région et pendant une courte durée pour amorcer l'effondrement d'une barrière de potentiel ; le courant direct du thyristor accomplit toute la suite ; c'est pourquoi :

— la puissance de commande est beaucoup plus petite que la puissance commandée (fournie au circuit de charge) ;

— la forme et la durée de l'impulsion de commande importent peu, au-dessus d'un minimum d'amplitude et de durée. Toutefois, il est avantageux d'utiliser une montée rapide, inférieure en pratique à 1 μs (fig. B-2).

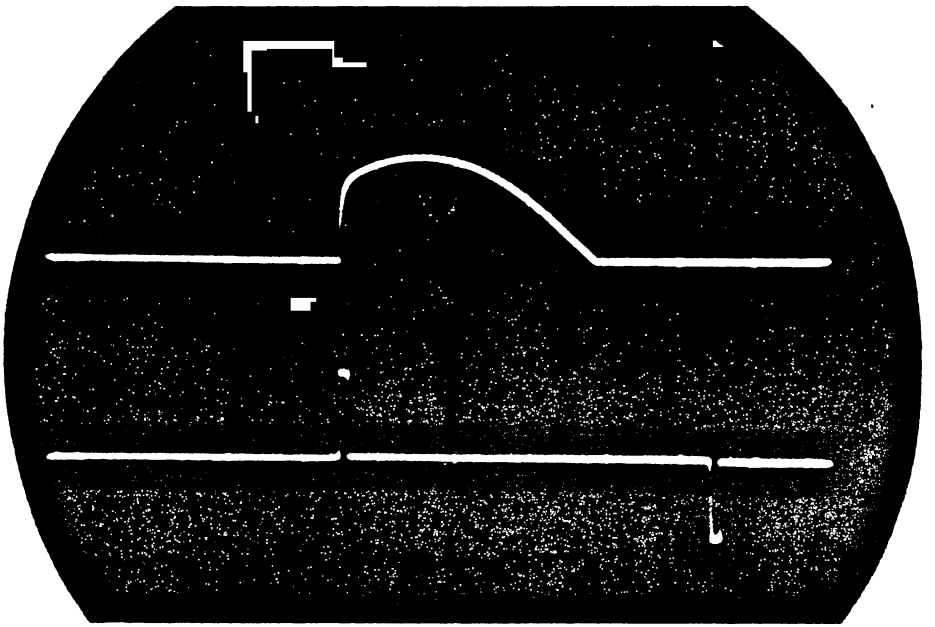
4. — LA SECONDE PHASE DE L'AMORÇAGE EST COMPARABLE AU MÉCANISME DES VARIATIONS DU COURANT PRINCIPAL I_T :

— *pour des courants de l'ordre du courant nominal*, la répulsion des porteurs étend l'avalanche à la totalité de la jonction de commande J_C ;

— *aux faibles courants*, il paraît probable que le courant ne traverse qu'une partie de J_C ; partout où le courant ne passe pas, la barrière de potentiel de J_C s'est reformée ;

— dans cette théorie, le courant de maintien I_H correspond à l'aire minimale de J_C qui peut demeurer en état d'avalanche bien qu'entourée de tous côtés par la barrière de potentiel. Ainsi, l'aire de J_C où se produit l'avalanche s'étend lorsque I_T croît, diminue lorsque I_T décroît.

L'extension de l'avalanche, d'elle-même, pendant la seconde phase de l'amorçage, apparaît donc comme un cas particulier de l'« élasticité » de la barrière de potentiel de J_C, lorsque le courant direct du thyristor varie.



Cliché de l'auteur.

FIG. B-2. — **Commande d'un thyristor par impulsions de courte durée.**

Redressement monophasé (dit simple alternance) ; secteur 50 Hz ; vitesse de balayage 5 mm/ms (ou échelle des temps : 2 ms/cm).

Les impulsions de commande (en bas) sont distantes de 5 cm = 10 ms, soit une demi-période ou 180°

Le courant du thyristor (en haut) dure 35 mm ; soit $180° \times \frac{35}{50} = 126°$.

L'impulsion de gâchette l'amorce donc avec un angle de retard

$$\theta = 180 - 126 = 54°.$$

La tension redressée U_e s'obtient en multipliant la tension maximale U_{e_0} obtenue pour $\theta = 0$ par

$$\frac{1 + \cos \theta}{2} = \frac{1 + \cos 54°}{2} = 0{,}79.$$

En déphasant les impulsions, on règle θ entre 0 et 180°, donc U_e entre U_{e_0} et 0.

L'impulsion de droite, négative vis-à-vis du thyristor utilisé n'a ici aucun effet ; elle servirait à déclencher un second thyristor en parallèle inverse avec le premier (contacteur).

5. — BLOCAGE DU THYRISTOR

Lorsque la tension s'annule ou s'inverse aux bornes d'un thyristor conducteur, le courant direct cesse ; les porteurs qui avaient envahi toutes les couches et les jonctions disparaissent soit par recombinaison, soit parce qu'ils sont mus par la tension V_a inverse. Les barrières de potentiel J_A et J_K se reforment assez rapidement et soutiennent la tension inverse. Au contraire, J_C ne peut bloquer une tension directe du thyristor que plus tard, l'évacuation des porteurs excédentaires y étant plus lente que dans J_A et J_K (voir *temps de blocage* : chap. II).

Le blocage est donc réversible tant qu'il n'est pas terminé ; au contraire, *l'amorçage est irréversible* en ce sens que, si l'on supprime le courant de commande après création de l'avalanche locale, cette avalanche persiste et s'étend, sous l'action du courant direct, à la totalité de la jonction de commande (§ B 3).

C — Amorçage : théorie des deux transistors imbriqués

Cette seconde théorie de l'amorçage du thyristor développe des calculs utiles aux fabricants. En outre, elle attire l'attention sur le fait que deux transistors réalisés sur la même pastille de silicium ont des propriétés nouvelles par rapport à deux transistors séparés (1).

I. — TRANSISTORS PNP ET NPN IMBRIQUÉS

Considérons le thyristor à l'état *bloqué*, c'est-à-dire sous tension directe et en l'absence de courant de gâchette ; le courant de fuite est un courant direct appelé *courant à l'état bloqué* et noté I_D (*Norme*).

Dans l'état bloqué, seule la jonction de commande J_C est sous tension inverse ; elle constitue donc la jonction de collecteur de deux transistors, l'un PNP (à droite dans les figures C-1 et C-2), l'autre NPN (E, E' : émetteurs...).

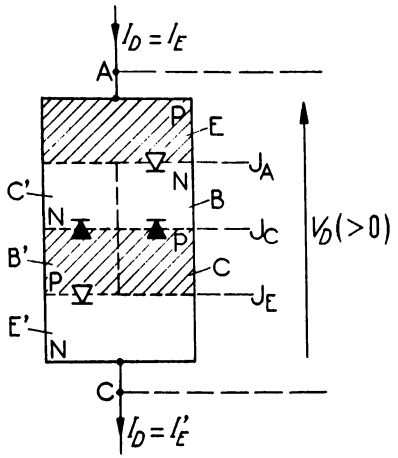


FIG. C-1. — **En noir : les diodes correspondant à la jonction sous tension inverse.**

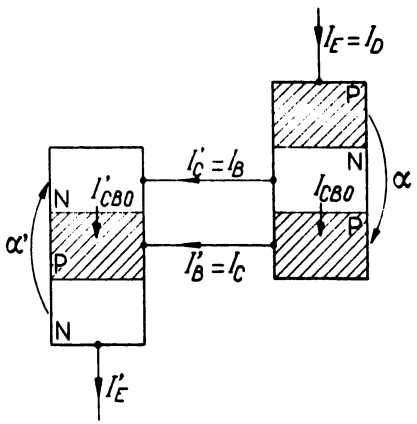


FIG. C-2. — **Séparation des deux transistors de la figure C-1.**

La base de chacun de ces transistors est *reliée* au collecteur de l'autre.

En séparant les deux transistors, on obtient alors les égalités, écrites avec les sens *réels* des courants :

$$\boxed{I_B = I'_C} \quad ; \quad I_C = I_B.$$

En résumé :

Un thyristor à l'état bloqué est équivalent à deux transistors imbriqués de façon que le courant collecteur de chacun d'eux est le courant base de l'autre.

(1) Il en est de même pour deux thyristors (*Voir* triac, ch. VI).

I. — ÉQUATIONS GÉNÉRALES DES DEUX TRANSISTORS

Considérant les sens réels des courants, on a (*Semiconducteurs*, 1re partie) :

— pour le transistor PNP :

$$I_C = \alpha I_B + I_{CBO} \quad ; \quad I_C + I_B = I_E ;$$

d'où :

$$I_B = I_E - I_C = I_E - (\alpha I_E + I_{CBO}) \quad ; \quad \boxed{I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CBO}.}$$

— pour le transistor NPN :

$$\boxed{I'_C = \alpha' I'_E + I'_{CBO}} \quad ; \quad I'_C + I'_B = I'_E,$$

où I_{CBO} et I'_{CBO} sont les courants résiduels de collecteur à émetteur ouvert ; leur somme est évidemment le courant inverse I_{RC} de la jonction de commande :

$$I_{RC} = I_{CBO} + I'_{CBO}.$$

Le courant $I_E = I'_E = I_D$ étant très petit, de l'ordre du courant inverse d'une jonction, il en est de même des amplifications α et α' qui sont très inférieures à 1.

3. — EXPRESSION DU COURANT A L'ÉTAT BLOQUÉ I_D EN FONCTION DE I_{RC}, α ET α'

Remplaçons I_E et I'_E par I_D dans les expressions encadrées et écrivons que $I_B = I'_C$ (§ 1) :

$$(1 - \alpha) I_D - I_{CBO} = \alpha' I_D + I'_{CBO}.$$

$$(1 - \alpha - \alpha') I_D = I_{CBO} + I'_{CBO}.$$

Le second membre est I_{RC}, donc :

$$\boxed{I_D = \frac{I_{RC}}{1 - (\alpha + \alpha')}.} \qquad (1)$$

On aboutit au même résultat à partir de $I_C = I'_B$, ou avec les équations en β (ou h_{21E}) au lieu de α ($-h_{21B}$) : exercice 1.

Bien que, pour d'aussi faibles courants, α et α' soient très inférieurs à 1, la relation (1) montre que $I_D > I_{RC}$: *le courant à l'état bloqué* (I_D) *est supérieur au courant inverse de la jonction bloquante* (jonction de commande).

4. — LES DEUX TRANSISTORS IMBRIQUÉS CONSTITUENT UN SYSTÈME A RÉACTION POSITIVE

Par exemple, si I_{CBO} augmente (accroissement de température, de tension), $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$ augmente ; mais $I_C = I'_B$, donc :

$$I'_C = \beta' I'_B + (\beta + 1) I'_{CBO}$$

augmente, ce qui fait croître $I_B = I'_C$, donc I_C et la boucle est fermée.

Notons que α et α' $\left(\text{ainsi que } \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \text{ et } \beta' = \frac{\alpha'}{1-\alpha'}\right)$ augmentent avec les courants.

Si l'accroissement initial est faible, $\alpha + \alpha'$ augmente mais reste inférieur à 1 et l'expression (1) montre que l'on obtient un nouvel état stable à courants faibles.

Si l'accroissement de courant est important, $\alpha + \alpha'$ atteint la valeur 1 et la relation (1) indique que *les deux transistors se saturent* ; le courant n'est alors limité que par l'impédance de la charge : le thyristor s'est amorcé. La **condition d'amorçage** est donc :

$$\alpha + \alpha' = 1.$$

5. — LES DIFFÉRENTS PROCESSUS D'AMORÇAGE

L'accroissement du courant de fuite I_D et par suite celui de α et α' produisant l'amorçage peuvent être provoqués par : un courant de gâchette, la tension entre anode et cathode, la lumière, la température.

a) Amorçage par un courant de gâchette I_G.

Injecté dans la base B', il accroît I'_N et I'_C donc I_B... ; α et α' augmentent et si I_G est suffisant, $(\alpha + \alpha')$ atteint 1 : l'effet cumulatif de la réaction positive amorce alors le thyristor.

On obtiendrait le même résultat à l'aide d'un courant de commande dans la base du transistor PNP (thyristor N).

b) Amorçage par la tension de retournement V_{BO}.

L'accroissement de la tension directe V_D accroît tous les courants, donc I_{BC}, et $(\alpha + \alpha')$ de la relation 1 ; mais surtout, lorsque V_D atteint V_{BO}, un phénomène d'avalanche se produit dans la jonction de commande et le thyristor s'amorce.

c) Amorçage par accroissement rapide de la tension directe.

La jonction de commande J_C, sous tension inverse, présente une capacité C ; sous l'action d'un accroissement de la tension d'alimentation, de taux $\frac{dv}{dt}$ elle est le siège d'un courant (1) :

$$i = C \frac{dv}{dt}.$$

Ce courant est de même sens que I_{BC} (relation 1) et, dans la couche de commande, de même sens que le courant direct de gâchette I_G. Lorsque $\frac{dv}{dt}$ dépasse une certaine valeur, i devient assez grand pour amorcer le thyristor, comme le ferait un courant de gâchette.

d) Amorçage par la lumière.

Dans les photothyristors (chap. IV), le boîtier est muni d'une fenêtre transparente et une lumière incidente crée des paires électron-trou dans le silicium.

---

(1) Nous simplifions pour rappeler l'expression classique du courant dans un condensateur ; en réalité, $q = Cv$ où C est aussi fonction du temps t, donc $i = \frac{dq}{dt} = C\frac{dv}{dt} + v\frac{dC}{dt}$.

La jonction de commande, sous tension inverse, projette les porteurs minoritaires de l'autre côté de cette jonction, ce qui accroît le courant inverse ainsi que α et α' ; une énergie incidente suffisante dans le domaine visible ou le proche infrarouge permet donc d'amorcer le photothyristor (le rayonnement d'une lampe à filament de tungstène convient donc).

e) **Amorçage par élévation de température.**

Elle peut augmenter suffisamment le courant résiduel pour que $\alpha + \alpha'$ atteigne 1.

En pratique, les procédés d'amorçage des thyristors utilisent le courant de gâchette et la lumière ; l'amorçage par tension est utilisé pour les *diodes* PNPN ; les déclenchements par température et surtout par $\frac{dv}{dt}$ ont été mentionnés parce qu'il faut les éviter.

D — Effets transistor direct, inverse, dus au courant de gâchette

Certains procédés de commande laissent subsister un courant direct de gâchette pendant l'état bloqué ou pendant l'état bloqué dans le sens inverse ; deux effets transistor augmentent alors le courant de fuite du thyristor et par suite les pertes.

1. — ÉTAT BLOQUÉ : EFFET TRANSISTOR DIRECT (Fig. D-1)

Il faut alors considérer les deux transistors imbriqués du paragraphe C. Si la gâchette injecte un courant (trous) insuffisant pour déclencher l'amorçage, il y a cependant afflux d'électrons, à travers J_K, dans la couche de commande ; le nombre des porteurs minoritaires de cette couche augmente et il en est de même du courant résiduel de J_C.

Le processus est celui qui a été décrit pour l'amorçage, mais les électrons accélérés par le champ électrique élevé de J_C sont maintenant trop peu nombreux pour y provoquer l'avalanche ; la couche de cathode se comporte comme l'émetteur d'un transistor NPN dont J_C, sous tension inverse, serait la jonction de collecteur.

Pour relier ce phénomène à l'équation 1 (§ C), constatons que I_G traverse J_K, c'est-à-dire la jonction d'émetteur du transistor NPN et il en résulte le courant de collecteur $\alpha' I_G$ qui s'ajoute à I_{RG}, donc

$$I_D = \frac{I_{RG} + \alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')}. \qquad (2)$$

2. — EFFET TRANSISTOR INVERSE (Fig. D-2.)

Lorsque le thyristor est sous tension inverse, le courant résiduel est celui de la jonction d'anode J_A, polarisée en inverse, alors que J_C est polarisée en direct.

Entre la gâchette et l'anode, la jonction J_G se comporte comme la jonction d'émetteur et J_A comme la jonction de collecteur d'un transistor PNP ; si la gâchette injecte un courant I_G, ce courant est formé de trous qui traversent la jonction J_G et certains diffusent jusqu'à J_A et sont happés par le champ électrique élevé de cette jonction : le courant inverse est ainsi augmenté.

J_A étant sous forte tension, les pertes peuvent augmenter sensiblement.

En résumé, le courant résiduel du thyristor est augmenté s'il existe un courant direct I_G de gâchette :

— *soit à l'état bloqué (effet transistor direct) ;*

— *soit lorsque le thyristor est sous tension inverse (effet transistor inverse).*

L'augmentation du courant résiduel (courant de fuite), à peu près proportionnelle au courant de gâchette, peut être très supérieure au courant résiduel obtenu en l'absence de courant de gâchette.

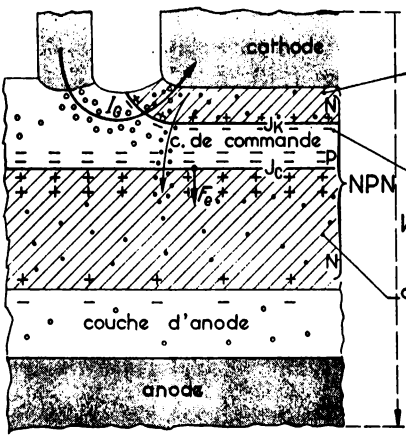


FIG. D-1. — **Transistor NPN de l'effet transistor direct.**

J_C agit comme une jonction de collecteur. La base (couche de commande) est mince : il s'y produit peu de recombinaisons et le courant de fuite dû à I_C est une importante fraction de I_C.
Conduction par électrons.

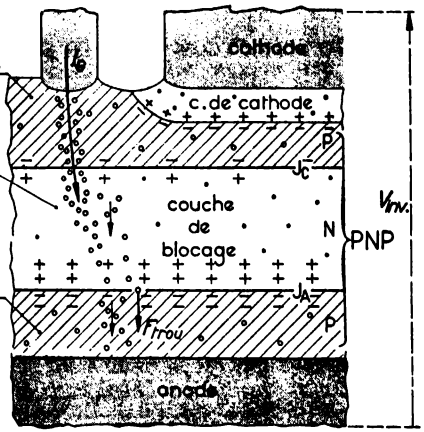


FIG. D-2. — **Transistor PNP de l'effet transistor inverse.**

J_C agit comme une jonction d'émetteur. La base (couche de blocage) est épaisse : il s'y produit des recombinaisons et le courant de fuite dû à I_C est une faible fraction de I_C.
Conduction par trous.

3. — LES CIRCUITS DE COMMANDE DOIVENT PERMETTRE D'ÉVITER LES DEUX EFFETS TRANSISTOR SI LE MONTAGE N'EXIGE PAS DE LARGES SIGNAUX DE COMMANDE

Notons que l'effet transistor direct est plus grand que l'effet transistor inverse.

En effet, au transistor NPN responsable de l'effet transistor direct correspond une base plus mince, un émetteur plus dopé (§ A 3) et une meilleure jonction de collecteur que ceux du transistor PNP responsable de l'effet inverse.

De toute façon, il convient d'éviter les deux effets transistor si la nature du montage le permet :

— pour éviter l'effet transistor *direct*, le meilleur procédé est la commande par impulsions. La durée minimale d'une impulsion est de 5 à 6 µs ; par précaution on utilise en pratique des impulsions de 20 µs ;

— pour éviter l'effet transistor *inverse*, on peut réunir la gâchette à la cathode pendant l'alternance inverse ou tout au moins éviter que son potentiel ne dépasse quelques dixièmes de volt (0,25 V).

Certains montages exigent de larges impulsions de commande (charge inductive, pont de Graetz triphasé) ; il faut alors accepter les pertes par effet transistor, d'ailleurs très petites par rapport aux pertes de « diode »

E — Thyristor P, thyristor N

1. — LES THYRISTORS USUELS SONT DES THYRISTORS P

Thyristor P. — *Thyristor dans lequel la borne de gâchette est connectée à la région* **P** *la plus proche de la cathode et qui est normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal* positif *entre les bornes de gâchette et de* cathode *(NORME).*

En d'autres termes, le courant de gâchette qui provoque l'amorçage est le courant direct de la jonction de cathode J_K : *il entre par la gâchette* et sort par la cathode.

2. — THYRISTOR N

Thyristor dans lequel la borne de gâchette est connectée à la région **N** *la plus proche de l'anode et qui est normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal* négatif *entre les bornes de gâchette et d'*anode.

Le courant de gâchette qui provoque l'amorçage est donc le courant direct de la jonction d'anode J_A : il entre par l'anode et *sort par la gâchette.*

La figure E-1 indique les symboles des deux types et leur couplage antiparallèle pour contrôler les deux alternances d'un courant alternatif.

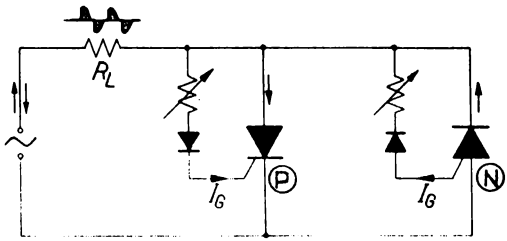


FIG. E-1. — Symboles et exemple de montage de thyristors P et N. Nous nous appuierons sur ces deux types pour expliquer le *triac* (chap. VI).

EXERCICES DU CHAPITRE I

1. On considère le thyristor à l'état bloqué comme constitué de deux transistors imbriqués, l'un PNP, l'autre NPN.

1° Calculer le courant d'anode I_D à partir des équations fondamentales en $h_{11B} = \beta$.

2° Quelle est la condition d'amorçage ? Montrer qu'elle est identique à $\alpha + \alpha' = 1$.

Réponses : 1° $I_D = \dfrac{(\beta + 1)(\beta' + 1)(I_{CBO} + I'_{CBO})}{1 - \beta\beta'}$.

2° $\beta\beta' = 1$; $\dfrac{\alpha\alpha'}{(1-\alpha)(1-\alpha')} = 1$, etc.

2. On considère un thyristor sous tension inverse V_R.

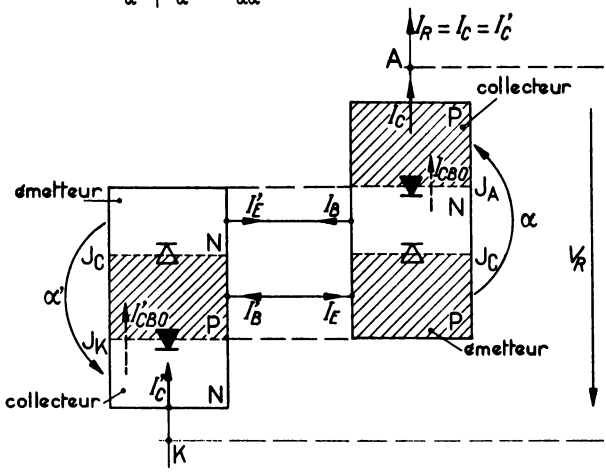
1° Montrer qu'il est équivalent à deux transistors imbriqués, l'un PNP (I_C, I_E, I_B, α, I_{CBO}), l'autre NPN (I'_C, I'_E, I'_B, α', I'_{CBO}). A quelles jonctions de ces transistors correspond la jonction de commande J_C du thyristor ?

2° Adoptant comme sens positifs des courants ceux de la figure, exprimer le courant inverse I_R du thyristor en fonction de I_{CBO}, I'_{CBO}, α, α'.

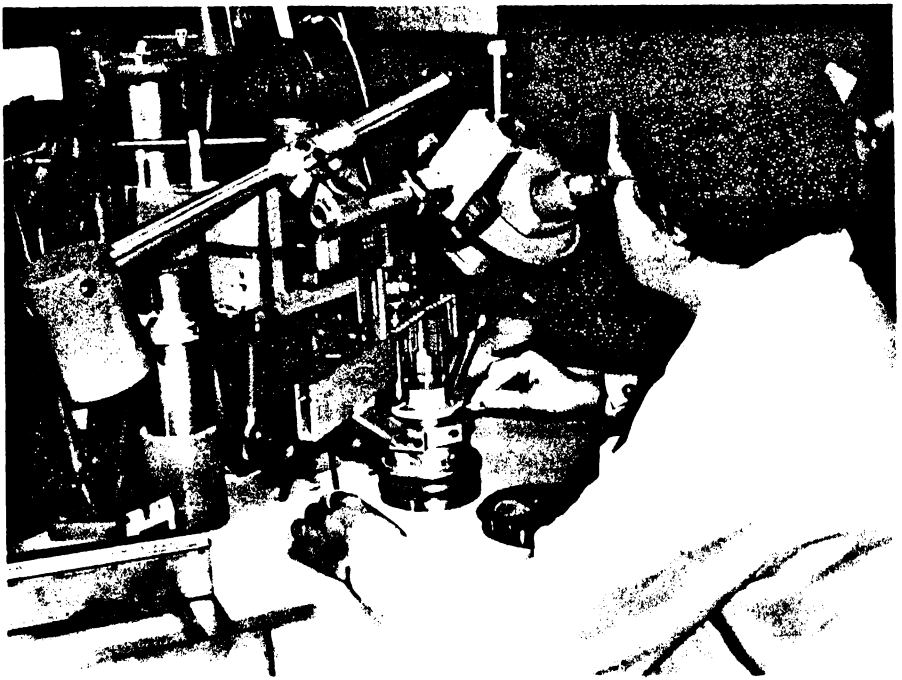
3° Montrer qu'à l'inverse du thyristor bloqué (sous tension directe), le thyristor sous tension inverse constitue un système stable lorsque α et α' augmentent.

Réponses : 1° **Jonctions d'émetteur.**

2° $I_R = \dfrac{\alpha' I_{CBO} + \alpha I'_{CBO}}{\alpha + \alpha' - \alpha\alpha'}$.



3° α et α' : **réels positifs inférieurs à 1 ; montrer que** $\alpha + \alpha' > \alpha\alpha'$.



Cliché A.B.C.-SILEC.

Poste de thermo-compression pour le montage des thyristors et triacs en boîtier TO 5.

II — CARACTÉRISTIQUES

Ce sont les caractéristiques statiques (§ A), dynamiques (§ B), thermiques (§ C), d'amorçage (§ D).

A — Caractéristiques statiques

I. — CARACTÉRISTIQUES D'ANODE

Caractéristique tension-courant d'anode-cathode (abréviation : caractéristique d'anode) : *Fonction, généralement représentée par un graphique, reliant la tension d'anode au courant principal et s'il y a lieu au courant de gâchette exprimé en paramètre* (Norme).

La figure A-1 en donne la forme générale, avec indication de termes définis dans la *NORME* ; par exemple :

Point de retournement : point de la caractéristique d'anode pour lequel la résistance différentielle est nulle et où la tension atteint une valeur maximale dans des conditions spécifiées (points B de la figure A-1).

Tension de retournement V_{BO} : tension d'anode au point de retournement dans des conditions de gâchette spécifiées.

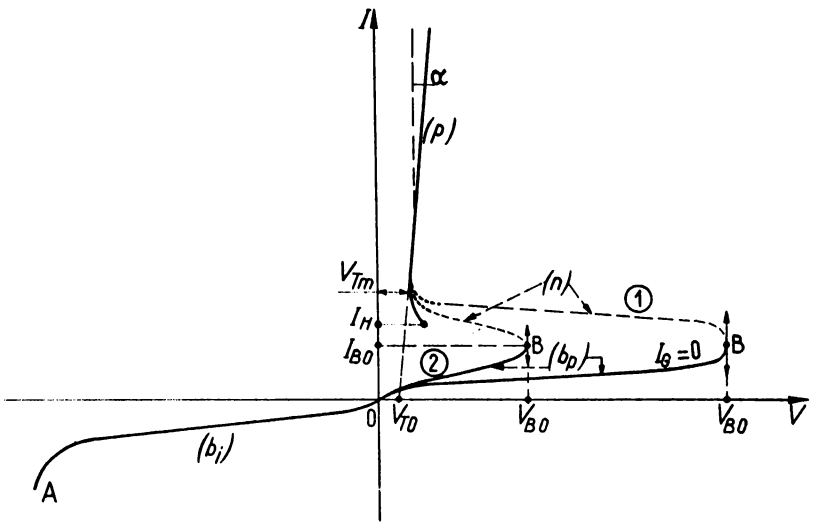


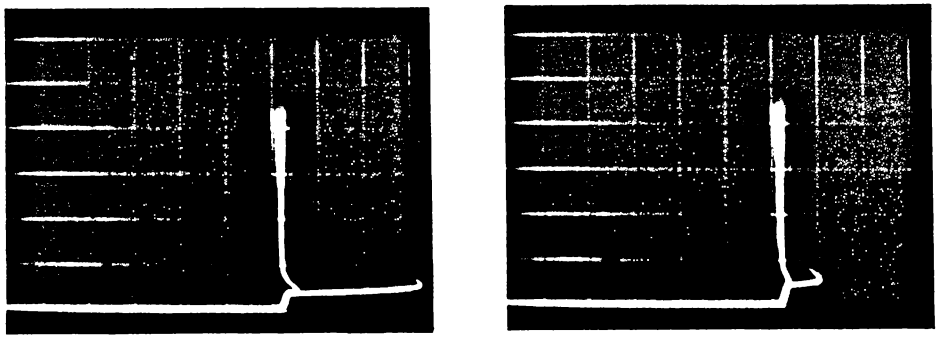
FIG. A-1. — **Caractéristiques d'anode pour $I_G = 0$ (1) et $I_G \neq 0$ (2).**

Au point A : claquage inverse ; région (b_i) : état bloqué dans le sens inverse ; régions (b_p) : état bloqué dans le sens passant ; points B : points de retournement ; régions (n) : régions de résistance négative ; région (p) : état passant dans le sens direct ; V_{BO} : tension de retournement ; I_{BO} : courant de retournement ; $\text{tg}\,\alpha = r_T$: résistance dynamique moyenne ; V_{TO} : tension de seuil ; V_{Tm} : tension d'anode minimale à l'état passant ; I_H : courant hypostatique ou de maintien.

Courant de retournement I_{BO} : courant principal au point de retournement.

Courant hypostatique ou de maintien I_H (*holding current*) : courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant. Les valeurs typiques du courant de maintien I_H varient de 1 mA (thyristor 1 A eff.) à 100 mA (thyristor de 200 à 300 A eff.), I_H étant mesuré à 25 °C, gâchette déconnectée, à tension d'alimentation continue 24 volts.

La figure A-2 donne deux oscillogrammes de description de la caractéristique tension-courant.



Clichés de l'auteur.

FIG. A-2. — **Caractéristiques tension-courant d'un thyristor.**

Horizontalement : la *tension* (1 volt/carreau) ; verticalement : le *courant* (5 volts/carreau sur 50 Ω). L'axe des courants est le trait central gradué.

Alimentation sinusoïdale : 16 volts. Courant de gâchette continu : 11,4 mA (*à gauche*) ; 11,6 mA (*à droite*). Dans la région où une horizontale coupe deux courbes, celle de droite est décrite en montant, celle de gauche en descendant.

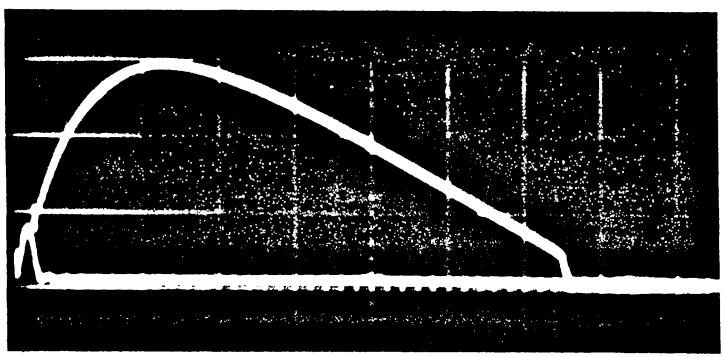


FIG. A-3. — **Courant d'accrochage I_L.**

Le thyristor, alimenté en alternatif, est commandé par des impulsions de gâchette de largeur réglable. On parvient à régler cette largeur de façon à obtenir un *régime instable* : tantôt le thyristor cesse de conduire à la fin de l'impulsion (*courbe du bas*), tantôt le courant continue d'augmenter après la fin de l'impulsion de commande (*courbe du haut*). Le courant d'accrochage I_L correspond donc au point de séparation des deux courbes (*à gauche*) ; *à droite*, le courant de maintien I_H ($< I_L$).

Après plusieurs essais infructueux, le changement de régime s'est produit pendant la prise du cliché.

Rappelons, en outre, que le *courant d'accrochage* I_L (*latching current*) est le courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant immédiatement après l'amorçage, le signal de gâchette étant supprimé (fig. A-3).

Dans le cas d'un courant de gâchette I_G, la tension d'amorçage diminue lorsque I_G croît.

Pour I_G suffisant, l'état passant apparaît sans retard : le thyristor est alors l'équivalent d'une diode.

REMARQUE. — Il est intéressant de voir la correspondance entre les diverses régions des caractéristiques d'anode et les résultats obtenus dans une alimentation alternative (fig. A-4).

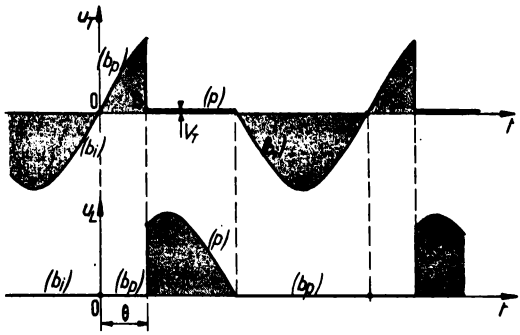


FIG. A-4. — **Alimentation sinusoïdale, angle de retard θ.**

Les régions (b_i), (b_p), (p) correspondent à celles de la figure A-1. *En haut :* tension aux bornes du thyristor ; *en bas :* tension aux bornes de la résistance de charge.

2. — CARACTÉRISTIQUE DE CONDUCTION (Fig. A-5).

Elle dépend peu de la température et ne dépend pas du régime, statique ou dynamique.

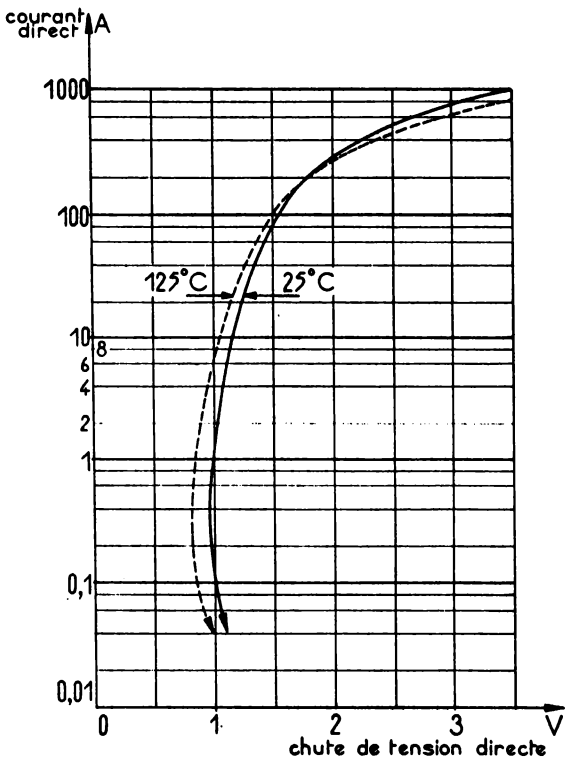


FIG. A-5. — **Exemples de caractéristiques de conduction** (région *p* de la figure A-1).

Notons que, malgré les trois jonctions en série, *la chute directe V_T n'est que légèrement supérieure à celle d'une diode ordinaire de même puissance.* La plupart des diodes présentent une chute de 1,2 volt en régime nominal ; les thyristors de 1,2 à 1,8 volt. Les pertes sont donc un peu supérieures, ce qui limite les possibilités de surcharge.

En outre, la dispersion est plus grande pour les thyristors, d'où la nécessité de dispositifs d'équilibrage pour des thyristors en parallèle (ch. V, § D).

3. — INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE SUR LES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

Lorsque la température du thyristor (température virtuelle de la jonction, voir § C) s'élève :

— La tension de retournement V_{BO} et le courant de maintien I_H *diminuent* sensiblement (*exemple :* fig. A-6).

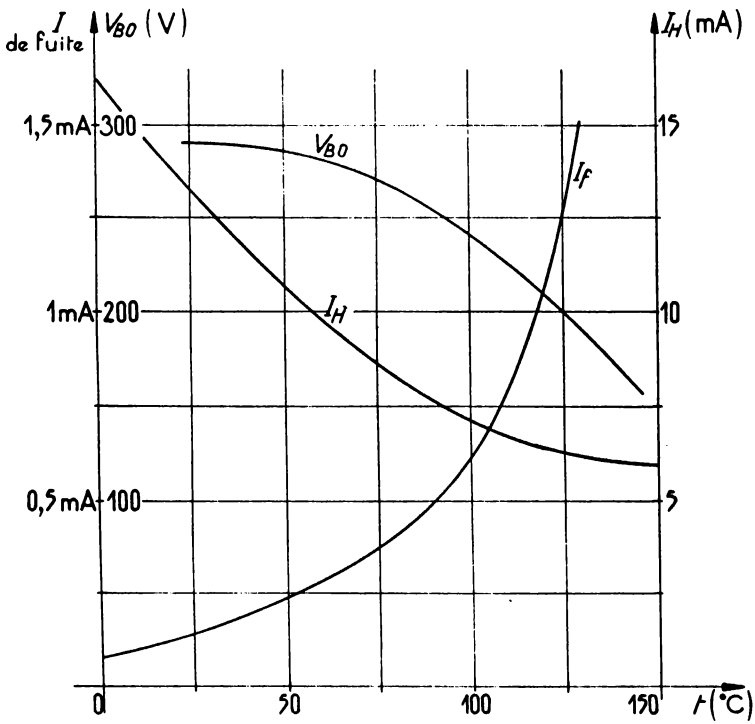


FIG. A-6.

— Le courant inverse et le courant de fuite à l'état bloqué augmentent considérablement.

— La *tension à l'état passant* V_T (chute de tension entre l'anode et la cathode) diminue (fig. A-5). Cette diminution est relativement faible, mais très suffisante pour permettre de repérer la température du thyristor pendant la mesure de certains paramètres : la température de jonction est restée la même si un même courant de référence correspond à la même chute de tension (voir § C 3 : mesure de R_{th}).

B — Caractéristiques dynamiques

Elles concernent les temps relatifs à l'amorçage et au blocage (parfois nommés *paramètres de commutation*), ainsi que les vitesses de croissance de la tension d'anode $\frac{dv}{dt}$ et du courant d'anode $\frac{di}{dt}$.

I. — TEMPS D'AMORÇAGE PAR LA GACHETTE t_{gt} (1)

a) Définitions.

C'est la durée pendant laquelle le thyristor est commuté de son état bloqué à son état passant, ceci résultant de l'application sur la gâchette d'une impulsion de commande (NORME).

Cette durée s'explique par le mécanisme de l'amorçage décrit au chapitre précédent et qui limite la vitesse de décroissance de la tension aux bornes du thyristor.

La figure B-1 représente les points généralement spécifiés pour définir le temps d'amorçage t_{gt} : 10 % de la valeur finale de l'impulsion de gâchette, 10 % de la valeur initiale de la tension d'anode.

Le temps d'amorçage est la somme de deux temps : le temps de retard t_d et le temps de croissance t_r (2) :

$$t_{gt} = t_d + t_r.$$

t_d est généralement défini entre le point 10 % de l'impulsion de gâchette et le point 90 % de la tension d'anode ; t_r est le temps pendant lequel la tension d'anode *décroît* de 90 % à 10 % de sa valeur initiale.

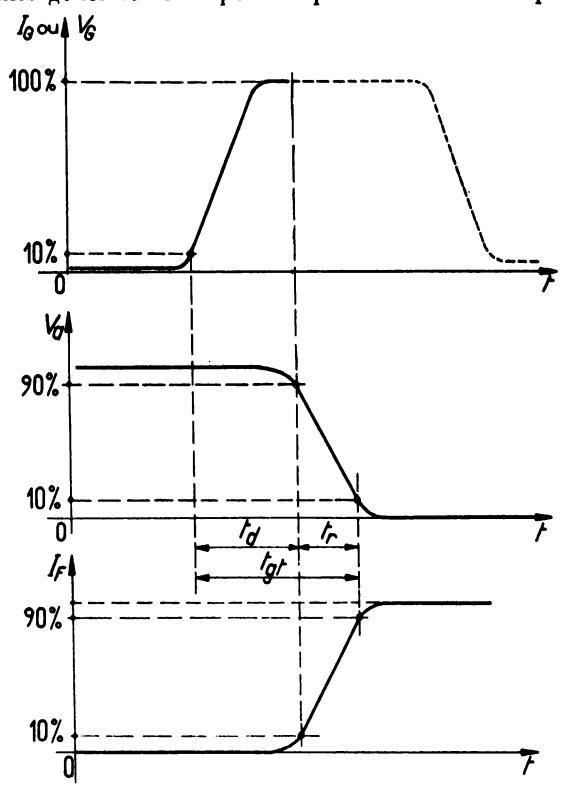


FIG. B-1. — **Temps : d'amorçage t_{gt} ; de retard t_d ; de croissance t_r.**
I_F : courant direct (forward) du thyristor.
V_{ak} ou V_a : tension d'anode.

(1) En anglais : turn-*on* time (t_{on}).
(2) t_d : delai-time ; t_r : rise-time.

Que le temps de *croissance* soit défini par une *décroissance* provient du remplacement, dans sa définition, du courant d'anode (utilisé naguère), par la tension d'anode ; les définitions par la tension et par le courant conduisent à la même valeur de t_r pour une charge purement résistive (fig. B-1), mais non quand la charge est inductive.

La norme NF C 95-830 indique :

Retard à la croissance commandée par la gâchette t_d.

Intervalle de temps entre un point spécifié au début de l'impulsion de gâchette (généralement 10 % de la valeur de crête) et l'instant où la tension d'anode est tombée à une valeur spécifiée près de sa valeur initiale (généralement 90 % de la valeur initiale) pendant la commutation d'un thyristor de son état bloqué à son état passant, par cette impulsion de gâchette.

Note. — Lorsque aucune confusion n'est à craindre, ce terme peut être abrégé en « retard à la croissance ».

Temps de la croissance commandée par la gâchette t_r.

Temps écoulé entre les instants où la tension a décru d'une valeur spécifiée proche de sa valeur initiale à une valeur inférieure spécifiée, pendant la commutation du thyristor de l'état bloqué à l'état passant, due à une impulsion de gâchette.

Note. — Lorsque aucune confusion n'est à craindre, ce terme peut être abrégé en « temps de croissance ».

b) Ordres de grandeur.

Le temps de retard est voisin de 1 µs ; il diminue lorsqu'on augmente l'intensité du courant de commande et peut s'abaisser entre 0,2 et 0,5 µs ; il augmente aux basses tensions d'anode et dépend peu de la température.

Le temps de croissance varie de 1 à 6 µs sur un circuit d'anode résistif ; il augmente faiblement avec le courant direct et présente une assez grande dispersion pour les unités d'un même type. Sur charge inductive, le temps de croissance du courant augmente avec la constante de temps de cette charge ; c'est pourquoi, pour atteindre le courant d'accrochage I_L, la durée des impulsions de commande doit être plus grande que sur charge résistive.

2. — TEMPS DE BLOCAGE (abréviation) (1)

a) Définition.

Temps de désamorçage par commutation du circuit t_q.

Temps écoulé entre l'instant où le courant principal est devenu nul, après commutation extérieure du circuit principal, et l'instant où le thyristor est susceptible de supporter une tension d'anode spécifiée sans se réamorcer (*NORME*).

t_q est donc le temps nécessaire pour que la jonction de commande J_c redevienne capable, après l'annulation du courant d'anode, de soutenir une tension inverse élevée (tension directe pour le thyristor, revoir § 5, p. 10).

(1) En anglais *turn-off time*, souvent noté t_{off}.

b) Mesure. Ordres de grandeur.

On mesure le temps de blocage dans les conditions suivantes (fig. B-2) :

— le thyristor est conducteur, mais le courant de commande est nul ;

— on inverse la tension d'alimentation de façon à inverser le courant avec un taux de décroissance $\frac{di}{dt}$ spécifié ; le courant s'annule à un instant que nous prendrons comme origine du temps ;

— on réapplique une tension directe à l'instant t_o : *le plus court des temps* t_o *pour lesquels le thyristor ne se réamorce pas est le temps de blocage* t_q.

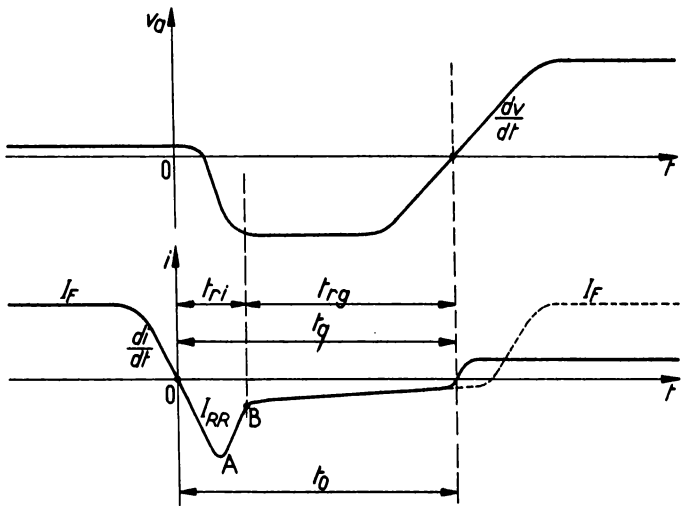


FIG. B-2. — Le temps de blocage t_q est la somme du temps de recouvrement inverse t_{ri} et du temps de recouvrement de la gâchette t_{rg} (voir § 3).

Si l'on rétablit la tension directe à un instant $t < t_q$, le thyristor se réamorce sans courant de gâchette et le courant reprend la valeur I_F.

Courant inverse de recouvrement I_{RR} : composante transitoire du courant inverse d'un thyristor se produisant lors du passage de l'état passant en direct à l'état bloqué en inverse (*Norme*).

Le blocage est très long dans l'un des cas suivants :

— un courant direct I_F ($< I_H$) existe pendant le blocage ($t_{gt} \sim$ millisecondes) ;

— $I_F = 0$ avec $V_a = 0$ ($t_{gt} \sim 100$ µs) ;

— blocage par mise en court-circuit de l'anode et de la cathode (l'inductance du circuit prolonge I_F).

C'est pourquoi, en pratique, on inverse la tension d'anode pour provoquer un courant inverse ; le temps de blocage peut alors s'abaisser à quelques microsecondes.

Le temps de blocage est de 5 à 60 µs suivant le type : beaucoup plus grand que le temps d'amorçage, c'est lui qui fixe la fréquence maximale du thyristor.

Par exemple, dans le cas du redressement monophasé : $\frac{T_{min}}{2} = t_q$; avec la valeur $t_q = 30$ µs, on trouve :

$$T_{min} = 60 \text{ µs} \qquad \text{et} \qquad f_{max} = \frac{1}{T_{min}} = \frac{1}{60 \cdot 10^{-6}} = 16\,700 \text{ Hz.}$$

REMARQUE. — Pour la commutation très rapide on fabrique des thyristors (planar) de temps d'amorçage 0,2 µs, de temps de blocage 1 µs.

c) Processus du blocage.

Les courbes en fonction du temps de la tension et du courant pendant le blocage s'expliquent par la disparition des porteurs formant le courant direct, la reconstitution des barrières de potentiel de J_K et J_A, enfin la disparition des porteurs minoritaires dans les deux couches formant la jonction de commande J_G :

Temps de recouvrement inverse.

— Lorsque le thyristor est soumis brusquement à la tension inverse, les électrons du courant direct qui se dirigeaient vers l'anode sont renvoyés en sens inverse ; de même les trous inversent leur mouvement. Ces porteurs sont nombreux, d'où un courant inverse important (région A).

— Les barrières de potentiel de J_A et J_K se reforment assez rapidement puisque le courant inverse raréfie les porteurs minoritaires dans la couche de blocage et dans la couche de commande. Notons que ces barrières, une fois reformées, aident au retour des trous dans la couche d'anode et des électrons dans la couche de cathode. Le courant inverse décroît, et les jonctions J_A et J_K se bloquent (point B, où se termine le temps de recouvrement inverse). Le thyristor peut alors supporter une tension *inverse* spécifiée.

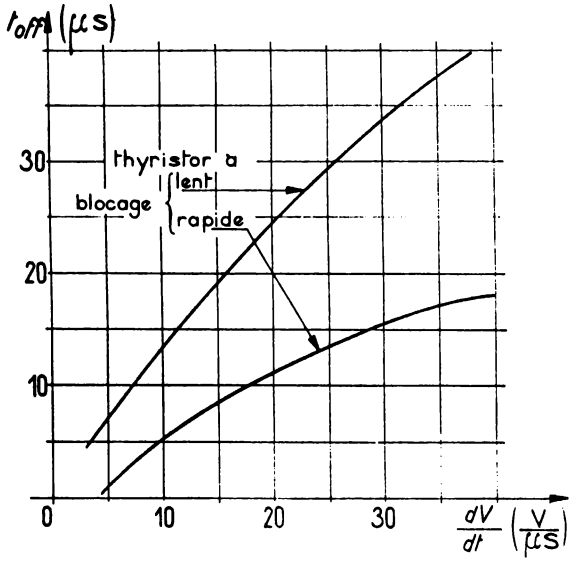


FIG. B-3. — **Le temps de blocage (t_q ou t_{off}) croît avec $\frac{dv}{dt}$.**

Temps de recouvrement de la gâchette.

La jonction de commande J_G contient encore des porteurs et leur déplacement est lent pour deux raisons :

- J_A et J_K, sous tension inverse, ne laissent plus passer qu'un faible courant résiduel ;
- J_G est sous tension directe, donc son champ électrique est très faible.

Les électrons-résidus du courant direct, qui encombrent J_G, traversent la couche de commande (type P) où ils sont minoritaires ; de même les trous dans la couche de blocage (type N).

Pour que J_c puisse bloquer la tension *directe*, il faut attendre que ces porteurs minoritaires disparaissent, les uns par recombinaison, les autres à travers J_A (trous) ou J_K (électrons) : cette disparition correspond à la plus grande partie du temps de blocage, c'est-à-dire au temps de recouvrement de la gâchette.

Ce processus permet d'expliquer que le *temps de blocage* :

— croît avec la température, l'intensité du courant direct et le taux de décroissance de ce courant, la tension directe appliquée et son taux de croissance $\frac{dv}{dt}$ (fig. B-3) ;

— décroît avec l'inductance du circuit de charge et lorsqu'on augmente la tension inverse.

3. — LA TENSION D'AMORÇAGE DIMINUE LORSQU'ON AUGMENTE LA VITESSE DE CROISSANCE $\frac{dv}{dt}$ DE LA TENSION DIRECTE D'ALIMENTATION

Par exemple un thyristor pouvant supporter à l'état bloqué une tension de 400 V pourra cependant s'amorcer sous 150 volts si $\frac{dv}{dt} = 100$ V/µs.

Ce processus d'amorçage s'explique par la brusque modification de la barrière de potentiel dans la jonction de commande ; c'est elle, en effet, qui se trouve sous tension : un brusque accroissement de cette tension augmente la hauteur de la barrière et l'élargit, faisant entrer dans son champ, d'un seul coup, un grand nombre de porteurs libres. La barrière accélère ces porteurs, qui provoquent l'avalanche *sans courant de commande.*

Dans un autre langage, la capacité C de la jonction J_c laisse passer un courant (p. 13) qui a le même rôle qu'un courant de commande.

On appelle *vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué* $\frac{dv}{dt}$, la valeur maximale de la vitesse de croissance de la tension qui n'entraîne pas l'amorçage dans des conditions spécifiées (*Norme*).

Il est parfois nécessaire de réduire $\frac{dv}{dt}$ en disposant un condensateur entre l'anode et la cathode ; ce condensateur se déchargeant ensuite dans le thyristor, sa capacité doit être assez petite pour ne pas provoquer le dépassement du courant direct répétitif maximal ; en général, on limite le courant de décharge par une résistance en série (fig. B-1, p. 76). Un thyristor est plus facilement déclenché par $\frac{dv}{dt}$ à chaud qu'à froid (car le courant de maintien est plus petit à chaud) et lorsque la valeur de crête de la tension augmente $\left(\frac{dv}{dt}\right.$ dure plus longtemps$\left.\right)$; en d'autres termes, $\frac{dv}{dt}$ critique est alors plus petit.

L'influence de $\frac{dv}{dt}$ sur la tension d'amorçage explique aussi la nécessité de fixer une valeur $\left(\frac{dv}{dt} = 20 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}\right.$ par exemple$\left.\right)$ pour la tension directe réappliquée, dans la mesure du temps de blocage.

Les valeurs typiques de $\frac{dv}{dt}$ (critique) s'échelonnent, suivant le type, de 10 V/μs à 200 V/μs (à 125 °C et gâchette « en l'air » (1).

Expérience. — Un thyristor est alimenté par la tension continue $V = 300$ volts à travers une résistance de charge ; on augmente progressivement le courant de gâchette jusqu'à $I_g = 3{,}8$ mA : le thyristor ne s'amorce pas et ne s'amorce pas non plus si l'on ouvre et referme le circuit d'anode afin d'appliquer brusquement V. Pour $I_g = 4$ mA, intensité atteinte à circuit d'anode fermé, le thyristor ne s'amorce pas ; mais il s'amorce, par $\frac{dv}{dt}$, si l'on ouvre et referme le circuit d'anode ; il s'amorce encore dans ces mêmes conditions si l'on introduit en série dans le circuit d'anode une inductance $L = 0{,}2$ henry, mais ne s'amorce plus pour $L = 0{,}3$ henry : la vitesse de croissance $\frac{dv}{dt}$ aux bornes du thyristor est devenue inférieure à la vitesse critique relative aux conditions de cette expérience.

Remarque.
Tous les régimes transitoires intervenant sur un réseau — mise en service ou hors service d'un transformateur, débit de redresseurs sur charge inductive, coups de foudre... — peuvent produire de brusques variations de tension et amorcer un thyristor par $\frac{dv}{dt}$.

Le thyristor risque d'être détérioré en raison du $\frac{di}{dt}$ qui en résulte, sur une aire de jonction plus petite que dans l'amorçage par la gâchette (§ 4).

4. — LE THYRISTOR EST DÉTÉRIORÉ PAR UNE VITESSE DE CROISSANCE EXCESSIVE DU COURANT PRINCIPAL

Nous avons vu (I, § B) que lors de l'amorçage un courant de grande densité s'engouffre dans l'effondrement *local* de la barrière de potentiel de la jonction de commande.

L'échauffement local qui en résulte augmente avec la vitesse de croissance $\frac{di}{dt}$ du courant d'anode et il peut en résulter la destruction de la jonction (2). C'est pourquoi la norme impose une limite de sécurité qui doit être indiquée par les notices :

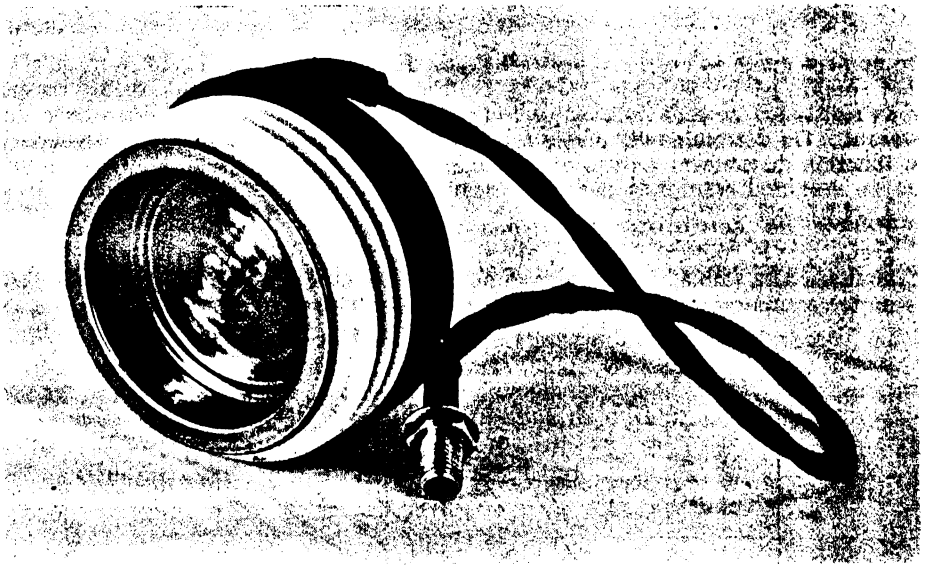
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant $\frac{di}{dt}$.

Valeur maximale de la vitesse de croissance du courant à l'état passant qu'un thyristor peut supporter sans détérioration.

Les valeurs *typiques* sont de l'ordre de 100 A/μs, mais les valeurs *minimales* s'abaissent à 20 A/μs environ ; de sorte qu'*en pratique la vitesse de croissance du courant ne doit pas dépasser quelques ampères par microseconde pour les thyristors de puissance.*

Ces valeurs concernent l'amorçage par la gâchette ; il faut les diviser au moins par 5 dans le cas d'amorçage par dv/dt.

(1) Ces valeurs deviennent deux à trois fois plus grandes lorsque la gâchette est négative (— 2 à — 5V par rapport à la cathode.
(2) Par fusion locale du silicium dans les cas extrêmes.



Cliché Alsthom.

Thyristor au silicium de grande puissance, type pressé double face (400 A moyens, de 600 à 1 800 V crête).

C — Caractéristiques thermiques

1. — LES PERTES — PUISSANCE DISSIPÉE PAR LE THYRISTOR — ÉLÈVENT SA TEMPÉRATURE

Nous avons vu que les pertes du thyristor sont petites par rapport à la puissance commandée dans la charge ; mais la masse du cristal est faible, de sorte que ces pertes élèvent sensiblement la température du thyristor.

La chaleur apparaît aux jonctions et autour de la gâchette ; elle doit être conduite jusqu'à l'air ambiant à travers le cristal et les métaux de l'anode et de la cathode. On définit des résistances thermiques comme pour les diodes et les transistors et on augmente la puissance à l'aide de radiateurs (ch. V).

2. — LES PERTES PRINCIPALES SONT LES PERTES DITES « DE DIODE »

a) **Pertes de diode.** On appelle ainsi les pertes dues au courant direct et au courant inverse, comme dans une diode, donc *en dehors des temps d'amorçage et de blocage.* Elles sont dues surtout au courant direct ; pour un même courant moyen, elles augmentent lorsque l'angle de conduction diminue, puisque le courant efficace augmente ; en outre, la chute directe instantanée croît avec le courant instantané.

On ne peut guère calculer ces pertes à l'aide du courant moyen et du courant efficace comme pour une diode (voir : *S. C.* fasc. 1), car ni la f. c. é. m. du thyristor, ni sa résistance ne sont constantes : elles dépendent de la valeur instantanée du courant... On détermine ces pertes à l'aide de courbes données par le constructeur en fonction du courant moyen et de l'angle de conduction (fig. C-1). Le courant moyen maximal est donné par des réseaux analogues à celui de la figure C-2.

b) **Pertes de commutation.** Pendant l'*amorçage*, le courant direct est plus grand que le courant de fuite, alors que la chute directe ne s'est pas encore abaissée à sa faible valeur du régime de conduction : il se produit donc des pertes comparables aux pertes de commutation dans un transistor.

Le *blocage* donne lieu à des pertes d'origine analogue.

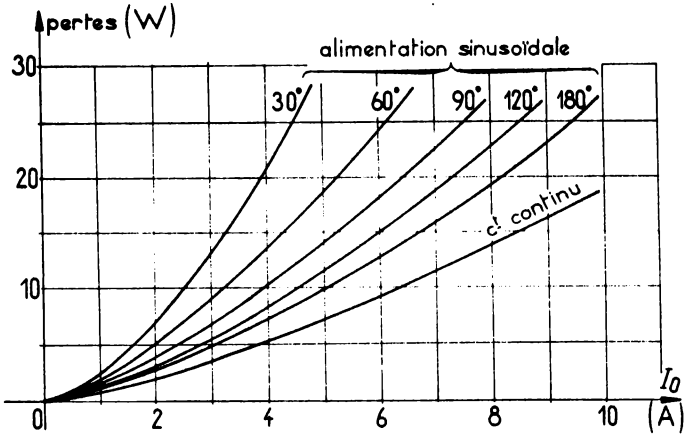


FIG. C-1. — **Exemple de courbes pour la détermination des pertes de diode.**
En alternatif, pour un même courant moyen I_0, les pertes augmentent lorsque l'angle de conduction (durée angulaire du débit) décroît, puisque le facteur de forme $F = \frac{I_{eff}}{I_0}$ augmente.

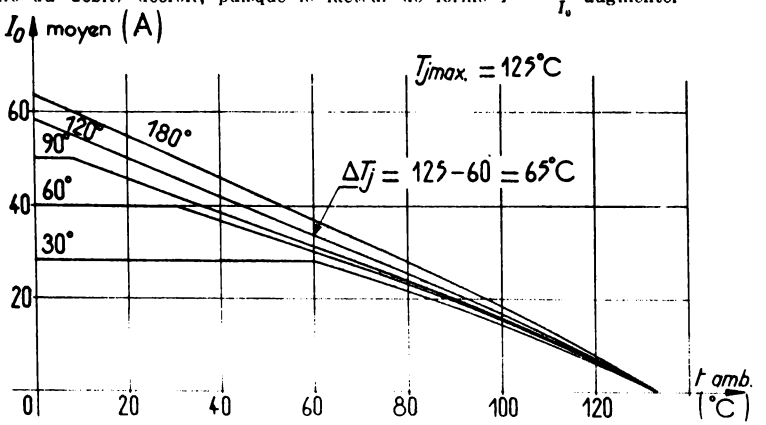


FIG. C-2. — **Exemple de courbes pour la détermination du courant moyen maximal** en fonction de la température ambiante et de l'angle de conduction.

c) **Pertes dans l'électrode de commande.** Elles sont faibles, mais le contact gâchette-semiconducteur est fragile, ce qui nécessite des précautions (§ D).

d) **Pertes par effets transistor** (revoir ch. I, § C).

En conclusion :

Les pertes principales sont les pertes de diode dues au courant direct ; les autres sont négligeables, sauf dans le cas de commutations répétées à une fréquence élevée, par exemple de 2 000 à 10 000 Hz.

3. — LE PRODUIT I^2t

Il ne figure pas dans les normes, mais il est presque toujours donné par les fabricants. Sa valeur correspond à la quantité maximale de chaleur que le thyristor peut supporter dans une surcharge accidentelle de courte durée — quelques millisecondes — ne permettant aucune évacuation de chaleur.

Le courant non répétitif de surcharge accidentelle I_{TSM} est l'amplitude d'une alternance de courant alternatif à 50 Hz :

$$\left(\frac{I_{TSM}}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{T}{2} = I^2t.$$

EXEMPLE. - Thyristor 235 A_{eff}. $I^2t = 50\,000\ A^2\,s$. Calculons : $\frac{T}{2} = 10^{-2}$ s ;

$I^2_{TSM} = \frac{2\ I^2t}{10^{-2}} = 10^2 A^2$; $I_{TSM} = 10^3\sqrt{10} \approx 3\,200$ A.

C'est bien la valeur donnée par le fabricant. Le produit I^2t du fusible de protection doit évidemment être plus petit que celui du thyristor.

4. — DÉFAILLANCES THERMIQUES

Elles se produisent pour des températures excessives des jonctions et se traduisent par :

— des modifications de caractéristiques provoquant un mauvais fonctionnement des montages ;
— la disparition de la commande ;
— la lente détérioration des isolants qui recouvrent certaines surfaces du cristal ;
— la destruction immédiate dans les cas extrêmes par fusion locale du silicium.

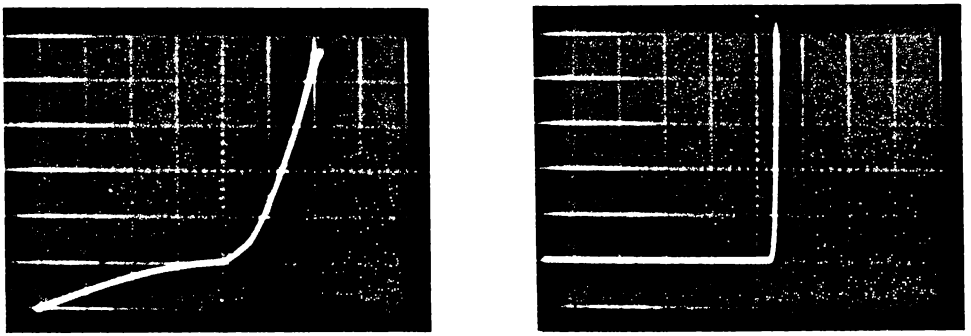
Pour savoir si un régime ne dépasse pas les possibilités, on peut apprécier la température des jonctions en mesurant la tension d'amorçage immédiatement avant et après le régime étudié. Cette mesure se fait à l'oscilloscope, avec un petit courant de façon à ne pas augmenter la température.

Mais il est plus simple de mesurer la température du boîtier t_{case} en un point spécifié du boîtier (avec un couple thermoélectrique).

D — Caractéristiques de gâchette

1. — CARACTÉRISTIQUES I_G (V_G)

Les caractéristiques du circuit de commande dépendent essentiellement de la diode PN formée par une région *peu étendue* des couches de commande et de cathode au voisinage immédiat de la gâchette (chap. I, § A).



Clichés de l'auteur.

FIG. D-1. — **Caractéristiques tension-courant d'une diode gâchette-cathode (thyristor BTY 87) à circuit d'anode ouvert** (à gauche) **et diode ordinaire au silicium (BY 100)** (à droite).

L'origine des deux courbes est le point d'ordonnée — 2 (carreaux) de l'axe vertical gradué.

Alimentation alternative 6,3 volts ; horizontalement : la *tension* (2 V/carreau) ; verticalement ; le courant (1 V/carreau sur 47 ohms).

On a remplacé le thyristor par la diode sans modifier le reste du montage. La caractéristique de la diode sortait de l'écran à la partie supérieure.

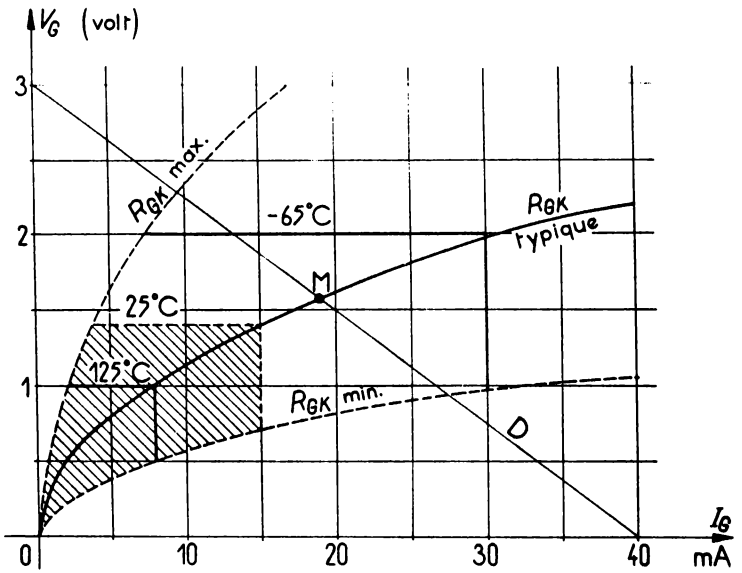


FIG. D-2. — **Exemple de caractéristique d'amorçage (courant anodique nul).**

R_{GK} : résistance directe de la diode gâchette-cathode. Sur chaque caractéristique, la résistance statique $R_s = \frac{V_a}{I_a}$ diminue lorsque V_a et I_a augmentent.

En raison de sa géométrie et des conditions de sa fabrication, cette diode gâchette-cathode diffère (fig. D-1) d'une diode de redressement par :

— une chute directe plus élevée ;

— un courant inverse beaucoup plus grand ;

— une dispersion plus grande pour un même type de thyristor.

C'est pourquoi les constructeurs indiquent pour chaque type, outre la caractéristique I_G (V_G) typique, les deux caractéristiques limites, c'est-à-dire entre lesquelles la caractéristique d'une unité est sûrement comprise (fig. D-2).

2. — TENSION MAXIMALE D'AMORÇAGE. COURANT MAXIMAL D'AMORÇAGE

L'impulsion de gâchette doit être suffisante, en tension et courant, pour provoquer à coup sûr l'amorçage. Aussi, compte tenu de la dispersion ci-dessus, indique-t-on pour un type donné de thyristor et à une température spécifiée :

— **La tension de gâchette d'amorçage** V_{GT}, tension de gâchette la plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (*Norme*).

— **Le courant de gâchette d'amorçage** I_{GT}, courant de gâchette le plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (*Norme*).

On relève, par exemple, dans un catalogue, pour un certain type (1) : pour une tension d'alimentation 12 volts et une résistance de charge $R_L = 33$ ohms, à 25 °C :

$$V_{GT} \text{ (typique)} = 1 \text{ volt} ; \quad V_{GT\,max} = 3 \text{ volts.}$$

$$I_{GT} \text{ (typique)} = 20 \text{ mA} ; \quad I_{GT\,max} = 40 \text{ mA.}$$

Un circuit de gâchette prévu pour fournir simultanément $V_G > 3$ volts et $I_G > 40$ mA amorcera les thyristors de ce type, même les moins faciles à amorcer.

Dans le même catalogue, nous constatons qu'à 25 °C :

— V_{GT} typique varie de 0,5 V à 1 V ;

— $V_{GT\,max}$ est la même, 3 volts, quelle que soit la puissance (intensité efficace de 1 A à 235 A) ;

— $I_{GT\,max}$ varie considérablement : de 0,3 mA (type « sensible » 1 A) à 500 mA (type 235 A).

Le rapport entre courant maximal d'anode (efficace) et $I_{GT\,max}$ est donc compris entre quelques centaines et 3 000 environ.

Il est utile de connaître aussi la *tension de gâchette de non-amorçage* V_{GD} et le *courant de gâchette de non-amorçage* I_{GD}, valeurs au-dessous desquelles les unités les plus faciles à amorcer ne s'amorcent pas ; il faut que ces valeurs ne soient pas atteintes avant l'instant voulu pour l'amorçage.

La figure D-2 montre, pour trois températures, les régions limitées par la tension maximale d'amorçage, le courant maximal et les deux caractéristiques limites ; la région correspondant à la température de jonction 25 °C est hachurée ; il lui

(1) Thyristor SILEC, type TP 10 A eff.

correspond 1,4 V pour la tension maximale d'amorçage et 15 mA pour le courant maximal d'amorçage. On constate aussi sur la figure que l'amorçage devient plus facile lorsque la température s'élève.

Par exemple, un générateur de f. é. m. 3 V, de courant de court-circuit 40 mA (droite de charge D : résistance interne + résistance de limitation $= \frac{3}{0{,}04} = 75\ \Omega$) conduirait, pour la caractéristique typique, au point de fonctionnement M extérieur à la région hachurée et produirait l'amorçage de toutes les unités à 25 °C ; mais à température plus basse, ce générateur n'amorcerait qu'une partie des unités du type considéré.

Dans les plus mauvaises conditions (— 65 °C), pour le thyristor de la figure D-2, la tension maximale d'amorçage est 2 V et le courant maximal d'amorçage 30 mA.

3. — LIMITES DE LA TENSION V_G, DU COURANT I_G, DE LA PUISSANCE DE COMMANDE

Le contact ohmique entre la gâchette et la couche de commande est très petit et peut se détériorer sous l'action d'une élévation de température ; pour éviter toute détérioration, le constructeur spécifie pour la gâchette :

— la tension directe maximale, la tension inverse maximale (avalanche) ;

— le courant maximal ;

— la puissance moyenne maximale ;

— la puissance instantanée maximale.

Ainsi, pour un certain type, ces valeurs sont respectivement : 10 V ; — 5 V ; 2 A ; 0,5 W ; 5 W.

Par exemple, si le courant de commande persiste pendant toute la période T, la droite de charge D du circuit de commande doit être au-dessous et à gauche de l'hyperbole $V_G\ I_G = 0{,}5$ W ; mais si le signal de commande ne dure que $T/4$, D peut monter, l'hyperbole 0,5 W étant remplacée par l'hyperbole $V_G\ I_G = 0{,}5 \times 4 = 2$ W.

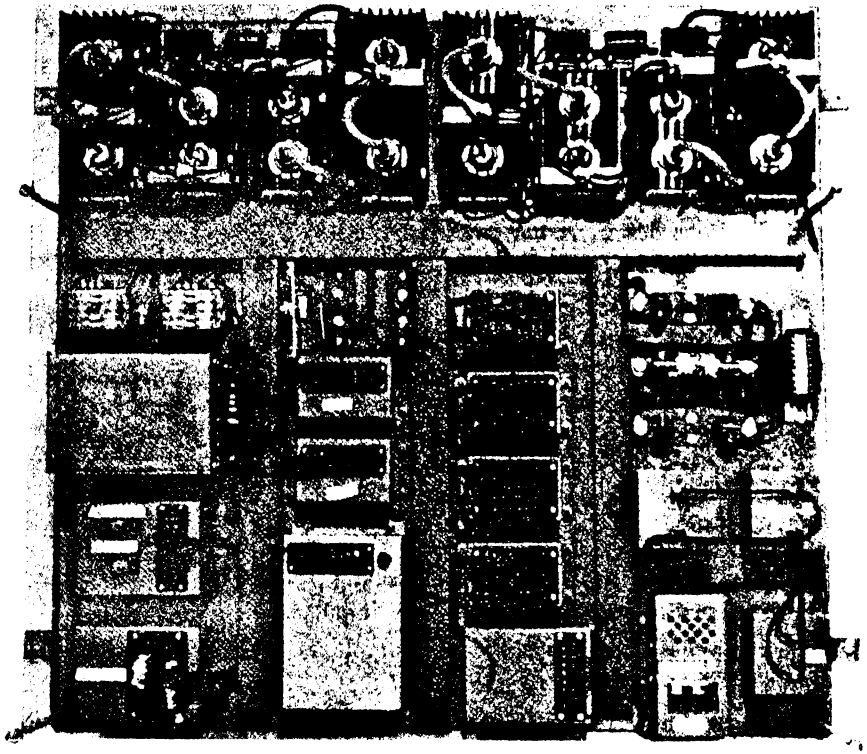
(Notons que pour presque tous les types actuels, la puissance moyenne maximale de gâchette est la même : 0,5 W.)

En résumé, on disposera la droite de charge dans le réseau I_G — V_G de façon que le circuit de commande puisse fournir au moins la tension maximale et le courant maximal d'amorçage à la plus basse température imposée, sans toutefois dépasser les limites de tension, de courant, de puissance moyenne et de puissance instantanée de la gâchette.

Bien entendu, le thyristor ne s'amorce sous l'action de ce signal positif de gâchette que si, au même instant, la tension d'alimentation d'anode :

— est positive ($V_{ak} > 0$) ;

— est assez grande pour produire dans le circuit d'anode un courant supérieur au courant d'accrochage I_L (ch. I, § B3 ; ch. II, § A1).



Document Jeumont-Schneider.

Contacteur inverseur pour démarrage de moteur asynchrone.
Thyristors SW. Type TSW 70 (courant redressé moyen 70 A).
Au-dessous des thyristors, les circuits de commande et de régulation.

III — PROCÉDÉS DE DÉCLENCHEMENT

Les circuits de commande (1) *sont adaptés aux diverses applications des thyristors et par suite très variés. L'amorçage par impulsions présente de nombreux avantages, ce qui explique l'importance du transistor unijonction, du diac, des dispositifs à circuit magnétique saturable...*

Les thyristors alimentés en courant continu doivent être munis en outre d'un circuit de blocage.

Ce chapitre est valable pour le triac (voir *ch. VI*).

---

(1) La littérature technique utilise indifféremment les termes synonymes : *commande*, *déclenchement*, *amorçage* d'un thyristor.

A — Classification

Il n'existe pas de circuit général, capable de donner satisfaction dans tous les cas. L'industrie utilise de nombreux circuits de commande adaptés aux diverses catégories d'applications des thyristors ; ces circuits accomplissent des fonctions très diverses : redressement, amplification, oscillations de relaxation, déphasage réglable, production de signaux rectangulaires, triangulaires (par intégration), d'impulsions (différentiation...).

On peut classer ces circuits d'après :

1. **La nature des éléments mis en œuvre :**
   - — résistances, résistances et capacité (§ B) ;
   - — circuits déphaseurs (§ C) ;
   - — semiconducteurs (§ D) : diodes, diodes Zéner, transistors à jonctions, transistors unijonction ;
   - — éléments à circuit magnétique (§ E) : inductances saturables, amplificateurs magnétiques, transformateurs d'impulsions.

Certaines commandes asservies sont très complexes et associent plusieurs des éléments ci-dessus.

2. **La nature de la tension d'alimentation du thyristor :**
   - — Tension alternative : le thyristor se bloque de lui-même à la fin de chaque alternance positive.
   - — Tension continue : le circuit d'amorçage doit être complété par un circuit de blocage (§ F).

3. **La nature de la tension de commande :**
   - — *Cette tension persiste pendant toute la période.* Le circuit de commande peut être complété par un dispositif qui supprime ou réduise le courant de commande avant et après l'amorçage afin d'éviter les pertes par effet transistor (chap. I, § C) et l'échauffement de la gâchette.
   - — *Impulsions de commande.* C'est la forme de signal la plus utilisée en raison de nombreux avantages :
     - — faible puissance dissipée dans la gâchette, même avec des impulsions largement dimensionnées ;
     - — pas d'amorçage intempestif, la gâchette pouvant être maintenue au potentiel de la cathode (ou même un peu au-dessous) entre deux impulsions de commande ;
     - — possibilité de stocker l'énergie pendant l'intervalle entre deux impulsions, donc avec une puissance faible ;
     - — séparation du circuit de commande et du circuit de puissance, les impulsions étant transmises à la gâchette à travers un condensateur ou un transformateur.

B — Déclenchement par résistance, par résistance et capacité

Ce sont les circuits de déclenchement les plus simples, mais ils se prêtent moins bien à l'automatisme que les circuits des paragraphes C, D, E. Le courant de gâchette provient de la source d'alimentation du circuit d'anode.

I. — AMORÇAGE PAR TENSION D'ANODE ET CONTACTEUR (Fig. B-1)

La fermeture (*a*) ou l'ouverture (*b*) du contacteur J — par exemple un transistor — provoque l'amorçage ; *R* limite le courant de commande ; en alternatif, une diode D supprime le courant de gâchette pendant l'alternance négative. Avec la charge dans la cathode, le circuit de commande *R* D J G est pratiquement court-circuité dès que le thyristor s'amorce : la gâchette n'est plus parcourue que par un très petit courant direct.

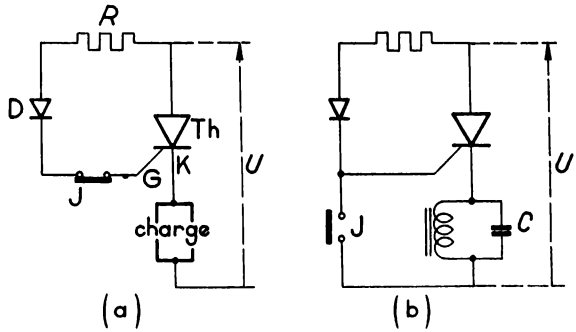


FIG. B-1. — **Amorçage par un contacteur J** en série (*a*) ou en parallèle (*b*) avec la gâchette.

REMARQUE. — Pour éviter de répéter la figure B-1 au paragraphe « Applications » (commutation), la figure B-1 *b* représente une charge inductive (bobine de relais...). Le condensateur *C*, en parallèle avec cette charge, sert :

— en continu, à éviter au thyristor la surtension de rupture ;

— en alternatif, c'est un condensateur de maintien : il permet au courant de la bobine de se prolonger pendant l'alternance négative, ce qui évite les vibrations du relais.

C peut être remplacé par une diode de récupération dont la cathode est réunie à celle du thyristor.

2. — DÉCLENCHEMENT PAR RÉSISTANCE ET CAPACITÉ (Fig. B-2)

Comme au § 1, c'est la tension d'alimentation v du thyristor qui provoque l'amorçage ; dans ce cas, v est alternative et l'angle de retard est réglé par la valeur de R :

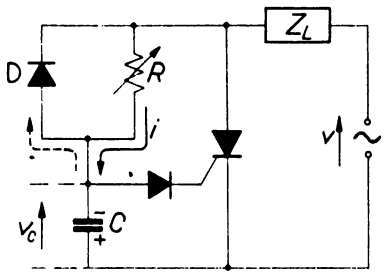


FIG. B-2.

— pendant l'alternance négative de v, on a $v_c = v$ puisqu'il n'y a pas de courant dans la charge et que la diode D court-circuite R : C se charge avec les polarités de la figure ;

— pendant l'alternance positive de v, C reçoit le courant i et v_c atteint 0, puis la faible valeur positive nécessaire à l'impulsion de gâchette ;

— en augmentant R, on diminue i et par suite on augmente l'angle de retard, réglable de 0 à 180° (*des oscillogrammes figurent dans* Redressement, deuxième partie).

C — Circuit déphaseur

Le circuit déphaseur — l'une des commandes les plus simples — n'est presque jamais utilisé seul ; mais il est indispensable de le connaître parce qu'il alimente des commandes plus complexes produisant finalement des impulsions.

1. — CIRCUIT DÉPHASEUR A RÉSISTANCE ET CAPACITÉ (Fig. C-1)

a) **Schéma.**

Un transformateur, avec secondaire à point médian O, débite sur une résistance R et un condensateur C en série (point commun : D) ; nous allons montrer que la *phase* de la tension de sortie U_{OD} du déphaseur est fonction de R, mais que son *amplitude* est constante.

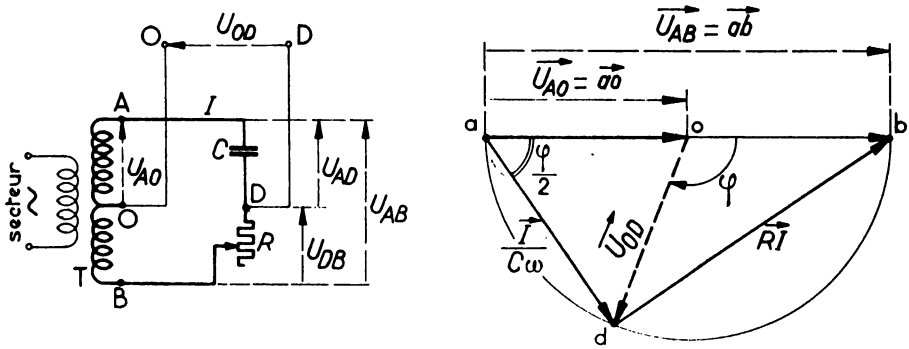


FIG. C-1. — **Circuit déphaseur à résistance et capacité et son diagramme vectoriel.**

La tension de sortie, U_{OD}, d'amplitude constante $U_{OD} = \frac{U_{AB}}{2}$, est déphasée en arrière de U_{AB} d'un angle φ tel que $\operatorname{tg}\frac{\varphi}{2} = RC\omega$. Si l'on permute R et C, on obtient $\operatorname{tg}\frac{\varphi}{2} = \frac{1}{RC\omega}$. Pour éviter des inversions de lettres, le diagramme vectoriel représente U_{AO}, V, V_0 par $\overrightarrow{ao}$, etc.

Soit U_{AB} la tension entre extrémités A et B du secondaire, U_{AD} et U_{DB} les tensions aux bornes de C et R :

$$\overrightarrow{U_{AB}} = \overrightarrow{U_{AD}} + \overrightarrow{U_{DB}}. \qquad (1)$$

Lorsque le courant de sortie (entre O et D) est négligeable devant le courant débité par le secondaire, C et R sont parcourus par le même courant I et $U_{AD} = \frac{I}{C\omega}$; $U_{DB} = RI$.

b) **Diagramme vectoriel.**

On sait que l'égalité (1) est alors représentée par trois vecteurs formant un triangle rectangle; pour faciliter la lecture du diagramme vectoriel (fig. C-1), les extrémités d'un vecteur tension sont désignées par les mêmes lettres que les indices de ce vecteur ; par exemple l'égalité (1) s'écrit aussi :

$$\overrightarrow{ab} = \overrightarrow{ad} + \overrightarrow{db}.$$

La tension $U_{AO} = \frac{U_{AB}}{2}$ est représentée par le vecteur $\overrightarrow{ao}$, et la tension $U_{OA} = -U_{AO}$ par le vecteur $\overrightarrow{oa}$.

Or :

$$\overrightarrow{U_{OD}} = \overrightarrow{U_{OA}} + \overrightarrow{U_{AD}} = \overrightarrow{oa} + \overrightarrow{ad}.$$

D'après la figure C-1, cette somme est $\overrightarrow{od}$, donc:

$$\overrightarrow{U_{OD}} = \overrightarrow{od}.$$

c) **Propriétés de la tension de sortie du déphaseur.**

Le triangle adb étant rectangle : lorsque R varie, d décrit le demi-cercle représenté, de diamètre ab. Mais od est un rayon de ce cercle, de sorte que l'amplitude de la tension de sortie U_{OD} est constante.

La tension U_{OD} est déphasée de l'angle φ *en arrière* de la tension U_{AB} (en phase ou en opposition de phase avec le secteur); on voit sur la figure C-1 que $\varphi = 0$ pour $R = 0$ et $\varphi = 180^\circ$ pour R infinie. D'ailleurs, dans le triangle rectangle adb :

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{db}{ad} = RI : \frac{I}{C\omega} = RC\omega.$$

C et ω sont constants ; $\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}$ est proportionnelle à R.

Par exemple, pour un secteur 50 Hz et $C = 10\ \mu F$, on obtient $\varphi = 90^\circ$ avec

$$R = \frac{1}{C\omega \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}} = \frac{1}{10^{-5} \cdot 100\,\pi} = 318\ \Omega.$$

En réalité, R est limitée, de sorte que le déphasage ne dépasse guère 160° environ.

2. — CIRCUIT DÉPHASEUR RL

C peut être remplacée par une inductance L ; dans ce cas R est généralement constante et la valeur de L commandée par un courant continu circulant dans un enroulement auxiliaire, ce qui supprime le déplacement d'un curseur.

3. — COMMANDE HORIZONTALE. COMMANDE VERTICALE

On peut faire varier l'instant t_o auquel la tension de sortie U_{OD} du déphaseur devient positive en faisant subir à la sinusoïde représentative une translation :

— *horizontale* par variation de R (ou de L) : figure C-2 *a* ;

— *verticale*, à l'aide d'une tension continue E, positive ou négative, en série : figure C-2 *b*.

Si le déphasage φ entre U_{OD} et U_{AB} est 90° pour $E = 0$, φ varie de 0 à 180° lorsque E varie de $+ U_{OD\,max}$ à $- U_{OD\,max}$.

La tension de commande E peut être la tension de sortie d'un dispositif électronique.

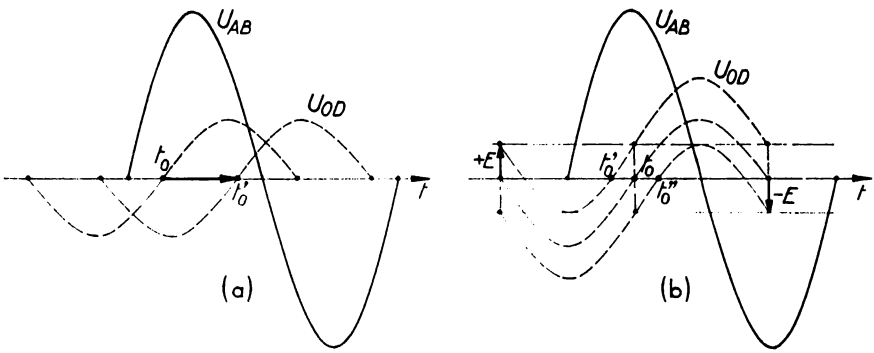


FIG. C-2. — **Commande horizontale ou par déphasage (a) ; commande verticale (b).**

Indiquons deux montages simples pouvant faire l'objet d'une manipulation :

Commande horizontale : *figure C-3.*

Le thyristor et le circuit déphaseur sont alimentés par le même secteur ; il faut donc réaliser les connexions de façon que U_{AB} soit en phase avec la tension d'anode V_a du thyristor. Relions O à la gâchette, D à la cathode ; la tension U_{OD} devient positive avec le retard angulaire φ sur V_a et l'amorçage se produit peu après ; le réglage de φ permet donc l'amorçage à l'instant désiré pendant l'alternance positive de V_a.

Commande verticale : *figure C-4.*

La tension entre D et K est $E + U_{DO}$; la phase de U_{DO} est fixe (R et C constants). La diode Zéner D_z écrête la tension de commande.

Les résistances autres que R sont des résistances de limitation de courant ou de tension ; R_G a un second rôle : elle permet le passage d'un faible courant inverse de gâchette, pendant le blocage sous tension directe, ce qui assure la stabilité de l'état bloqué.

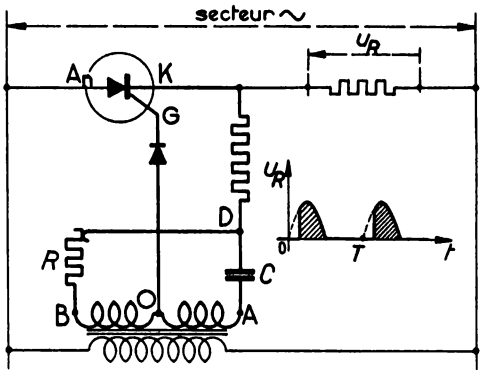


FIG. C-3. — **Principe de la commande d'un thyristor par circuit déphaseur.**
La diode supprime l'alternance négative du courant dans la gâchette.

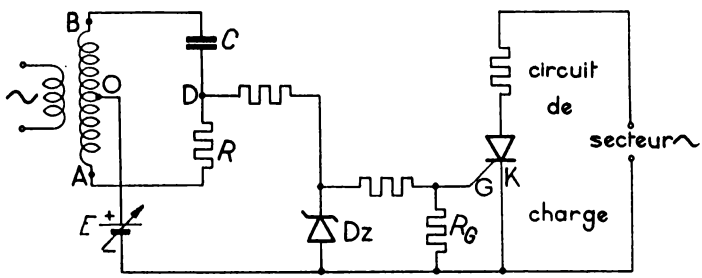


FIG. C-4. — **Commande verticale.**

REMARQUE. — Ce type de commande conduit à une variation de l'angle θ, affiché par l'intermédiaire de la tension E, lorsque les caractéristiques d'entrée varient sous l'action de la température...

Par contre, il est valable dans le cas d'une boucle de régulation qui insère, en série avec E, une tension image de la grandeur de sortie (courant de sortie, tension de sortie, vitesse d'un moteur alimenté par des thyristors...) : la chaîne de réaction corrige en effet toutes les perturbations de la chaîne directe. Notons que la sinusoïde est parfois remplacée par une *rampe.*

D — Déclenchement par semiconducteurs à seuil de tension

1. — MONTAGE DE BASE : RELAXATEUR (fig. D-1)

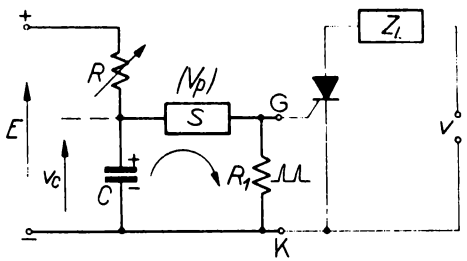


FIG. D-1. — **Schéma de base des circuits de déclenchement par élément S à seuil de tension.**

L'élément S à seuil de tension, ou tension de pic V_p, soumis à la tension croissante v_c, devient conducteur lorsque $v_c = V_p$.

Sa résistance est alors très petite, d'où la décharge brusque de C et une impulsion de tension aux bornes de R_1.

Après quoi le condensateur se recharge à travers R et la décharge se reproduit : le système constitue un *oscillateur de relaxation* dont la période T dépend de R, C, V_p, E (et pratiquement de R et C seuls pour le transistor unijonction) :

— charge de C, à partir de $v_c = 0$ pour $t = 0$:

$$v_c = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right);$$

— la période T s'achève lorsque $v_c = V_p$:

$$E\left(1 - e^{-\frac{T}{RC}}\right) = V_p; \qquad e^{\frac{T}{RC}} = \frac{E}{E - V_p}.$$

D'où, en notant ln le logarithme népérien et lg le logarithme décimal :

$$T = RC \ln \frac{1}{1 - \frac{V_p}{E}} = 2{,}30\, RC \lg \frac{1}{1 - \frac{V_p}{E}}. \qquad \text{(D 1)}$$

2. — ÉLÉMENTS SEMICONDUCTEURS A SEUIL

A l'exception de lampes au néon, parfois utilisées, les éléments à seuil sont des semiconducteurs.

a) **Transistor unijonction** (ou UJT : *unijonction transistor*) (fig. D-2).

Un transistor unijonction (*Semiconducteurs*, Première partie) comporte trois électrodes : base 1 (B_1), base 2 (B_2), émetteur (E). B_1 est en point commun, avec toutefois une résistance R_1 entre B_1 et la masse ; B_2 est polarisée positivement ; lorsque la tension V_{EB1} dépasse un seuil, il se produit un effet de résistance négative et R_1 est parcourue par une impulsion de courant.

Pour amorcer un thyristor, il suffit de relier sa grille et sa cathode aux extrémités de R_1, qui permet d'ajuster V_G et I_G.

La tension de pic d'un transistor unijonction est pratiquement proportionnelle à la tension d'alimentation E :

$$V_p \approx \eta E.$$

η est compris entre 0,45 et 0,75 suivant les types ; la période des oscillations de relaxation est alors, d'après l'expression D 1 :

$$T = 2{,}30\ RC \lg \frac{1}{1 - \eta},$$

indépendante de E et V_p.

On règle T :

— en faisant varier R ;

— en remplaçant R par l'intervalle collecteur-émetteur d'un transistor dont on règle le courant de base ;

— en disposant, en parallèle avec C, un transistor qui dérive une partie du courant traversant R.

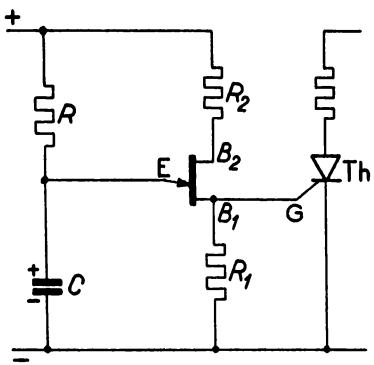


FIG. D-2.

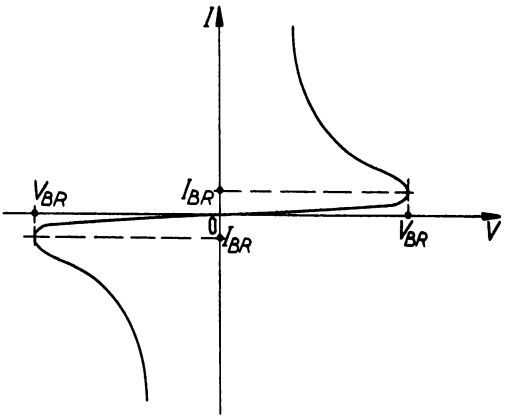


FIG. D-3. — **Caractéristique courant-tension d'un diac.** Type DA 3, SILEC : $V_{BR} = 32\ V \pm 4\ V$; $I_{BR} = 0{,}3$ mA.

b) **Diac** (*di*ode *a*lternating *c*urrent).

C'est une diode symétrique caractérisée, dans les deux sens de conduction, par un seuil de tension (*tension de retournement*) à partir duquel sa résistance dynamique est négative et peu élevée (fig. D-3) ; d'où une impulsion de courant par décharge du condensateur de la figure D-1.

Si l'on remplace la tension continue E par celle du réseau (V), le diac fournit, par période, deux impulsions à 180° l'une de l'autre ; on peut ainsi commander deux thyristors en parallèle inverse ou un triac. Le diac est constitué par trois couches alternées NPN (silicium) et se comporte, dans chaque sens, comme un transistor, dont la base est « en l'air », alimenté entre collecteur et émetteur : la tension de retournement est la tension de *claquage* collecteur-base.

c) Autres éléments à seuil.

Les plus connus sont :

— Le S. U. S. (*s*ilicon *u*nilatéral *s*witch), très petit thyristor N complété par une minuscule diode à avalanche entre cathode et gâchette. La caractéristique est de même forme générale que celle du thyristor, mais avec une tension de retournement de quelques volts seulement.

— Le S. B. S. (*s*ilicon *b*ilatéral *s*witch), qui comporte deux S. U. S. en parallèle inverse ; sa caractéristique tension-courant présente deux pics de tension, comme celle du diac.

— La diode à 4 couches (P N P N) ou diode Shokley (voir *S. C.* Première partie), de caractéristique courant-tension analogue à celle du thyristor. On fabrique des diodes de déclenchement dont la tension de retournement (pic) est de quelques dizaines de volts.

— Le circuit de déclenchement à deux transistors à effet cumulatif (voir *Redressement*, Deuxième partie).

3. — PROCÉDÉS DE SYNCHRONISATION

Les relaxateurs de déclenchement sont en général synchronisés sur le réseau d'alimentation du thyristor, afin d'obtenir un angle de retard constant ; dans des cas spéciaux, ils peuvent être synchronisés sur un autre phénomène périodique.

a) Synchronisation par remise à zéro de la tension du condensateur.

On l'obtient de deux façons :

— Alimentation par la tension du réseau redressée, mais non filtrée : figures D-4, D-5 ; oscillogrammes D-6, D-7, D-8 ;

— Remise à zéro par transistor N P N aux bornes du condensateur (fig. D-9). Des impulsions positives déchargent périodiquement *C* : on synchronise donc le début de la charge.

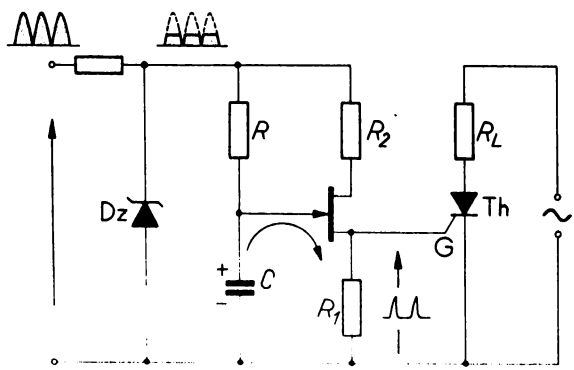


FIG. D-4. — **Déclenchement par unijonction synchronisé par le réseau.**

La tension de pic V_p passe par zéro en même temps que la tension d'alimentation, ce qui décharge *C*. Il y a donc synchronisation du début de la charge de *C* deux fois par période du réseau. (Pour des oscillogrammes, voir *Redressement*, 2e Partie.)

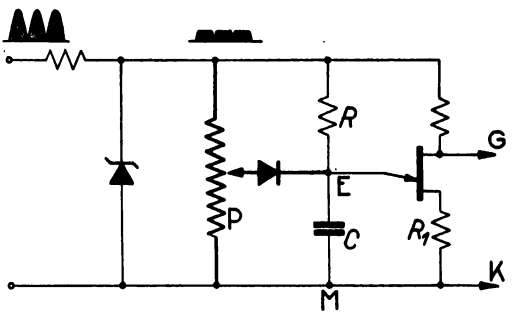
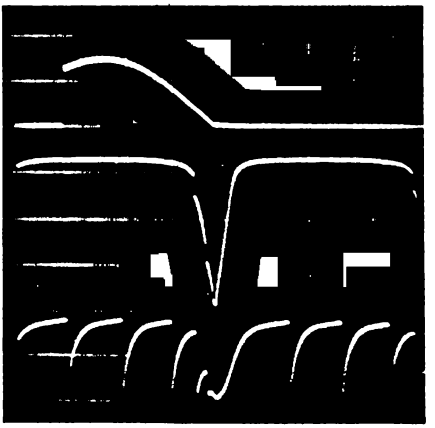


FIG. D-5. — **Variante du montage de la figure D-4 : réglage de l'angle de retard par le potentiomètre P.**

Après remise à zéro, *C* subit une charge *rapide* par une tension proportionnelle au temps, puis une charge exponentielle lente assimilable à une *rampe*. P règle essentiellement le niveau de départ de la rampe ; une faible variation de ce niveau provoque une importante variation de l'angle de retard (fig. D-7 et D-8).



Clichés de l'auteur.

FIG. D-6. — **Oscillogrammes relatifs au montage de la figure D-5.**

De *bas en haut :* remise à zéro de la tension du condensateur ; tension d'alimentation ; tension aux bornes de la résistance de charge du thyristor.

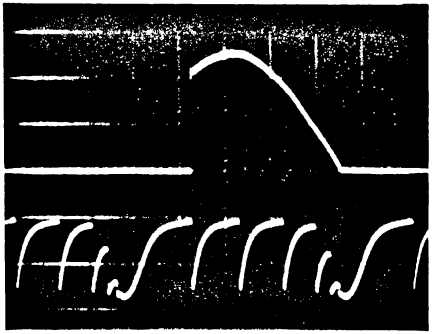


FIG. D-7. — **Tension aux bornes de C** (en bas) **pour un angle de retard 60°** (en haut).

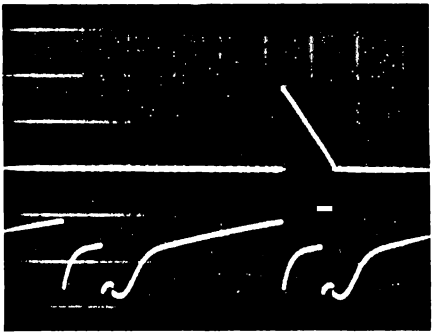


FIG. D-8. — **Tension aux bornes de C** (en bas) **pour un angle de retard 140°** (en haut).

Comparer le niveau de départ de la rampe avec celui de la figure D-7.

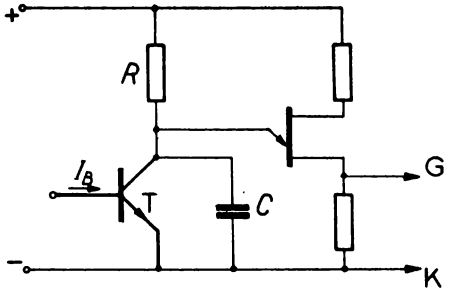
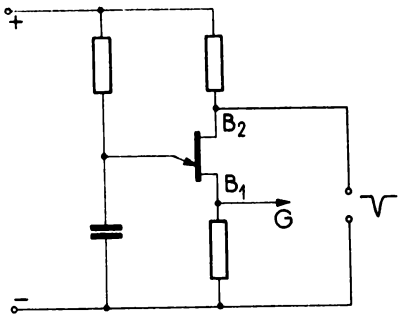


FIG. D-9. — Remise à zéro de la tension du condensateur *C* par des impulsions positives sur la base du transistor T.

b) **Synchronisation par diminution de la tension de pic d'un transistor unijonction.**



On envoie des impulsions négatives sur la base B_2 du transistor unijonction (fig. D-10).

La tension de pic $V_p \approx \eta V_{B2B1}$ s'abaisse avec la tension interbase V_{B2B1}, permettant la décharge synchrone de C.

FIG. D-10.

4. — COMMANDE DE DEUX THYRISTORS PAR LE MÊME CIRCUIT DE DÉCLENCHEMENT

La résistance R_1 (fig. D-1, D-4, D-5) est remplacée par le primaire d'un transformateur à 2 secondaires.

Ce montage peut être étendu aux redresseurs polyphasés.

E — Commande par éléments à circuit magnétique

1. — AMORÇAGE PAR INDUCTANCE SATURABLE

L'inductance saturable la plus simple comporte deux enroulements bobinés sur un même circuit magnétique :

— *l'enroulement de travail*, d'inductance L, parcouru par le courant *alternatif* I (fig. E-1) ;

— *l'enroulement de commande*, parcouru par un courant *continu* réglable i_c : l'inductance L est fonction de i_c.

Lorsque i_c est nul, L est maximale et I minimal (quasi nul) ; lorsqu'on augmente i_c, L diminue et I augmente.

Avec un matériau magnétique à saturation brusque, L est pratiquement nulle au-dessus d'une certaine valeur de i_c, de sorte que I, limité seulement par la résistance du circuit, prend l'allure d'une impulsion si cette résistance est assez faible. La figure E-1 représente le principe des montages ; le circuit de commande du thyristor est alimenté par la même tension que le thyristor, mais il est facile de passer au cas où un transformateur adapte la tension du circuit de commande.

On voit que dans ce cas l'inductance saturable remplit la fonction d'un contacteur.

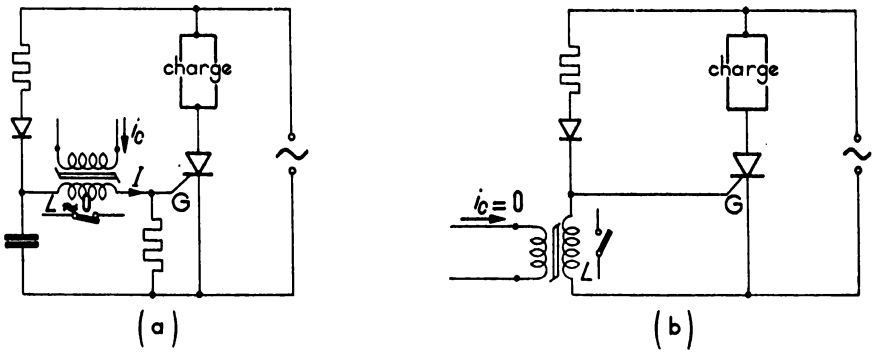


FIG. E-1. — **Amorçage par inductance saturable.**

a) *L* en série avec la gâchette ; l'amorçage se produit lorsqu'on établit i_c : l'inductance est alors équivalente à l'interrupteur *fermé* figuré dessous.
b) *L* en parallèle avec la gâchette ; l'amorçage se produit lorsqu'on supprime i_c : l'inductance est alors équivalente à l'interrupteur *ouvert* figuré à sa droite.

2. — AMORÇAGE PAR TRANSFORMATEUR D'IMPULSIONS (Exemple : Fig. E-2)

La tension de sortie du circuit déphaseur *RC* sature alternativement les transistors T_r et T'_r, pendant une demi-période de déphasage réglable par rapport à la tension d'alimentation des thyristors (non représentés).

La source 24 V envoie donc alternativement les courants I_c et I'_c dans les demi-primaires P et P' ; au-dessus d'une certaine valeur de ces courants, le circuit magnétique se sature et chaque secondaire est parcouru par une impulsion de courant. Si l'on dispose une diode en série, un secondaire ne fournit plus qu'une impulsion par période, pendant l'alternance voulue.

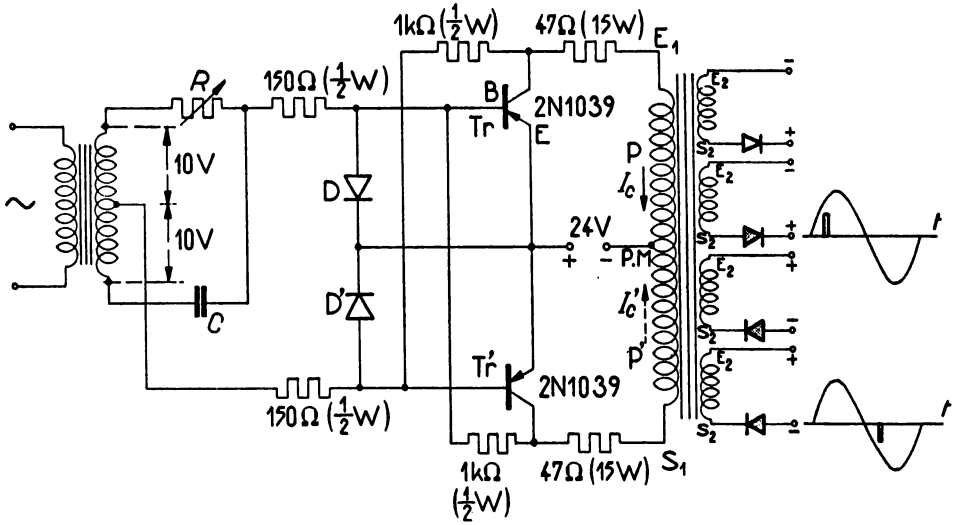
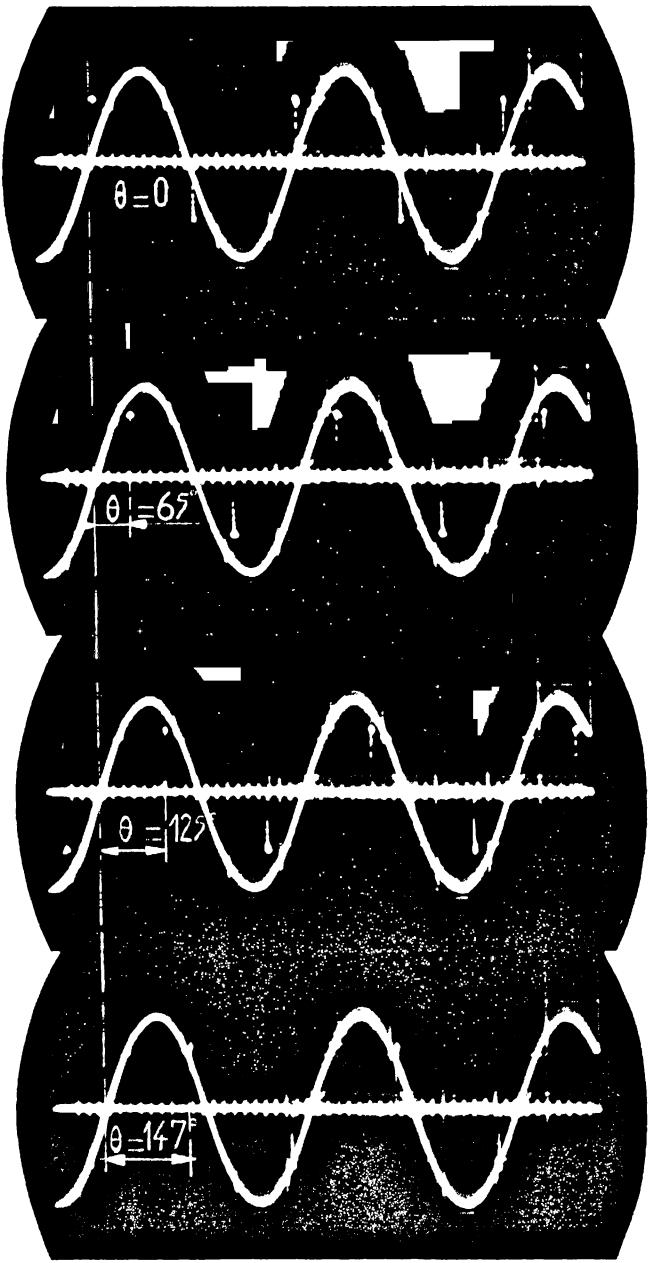
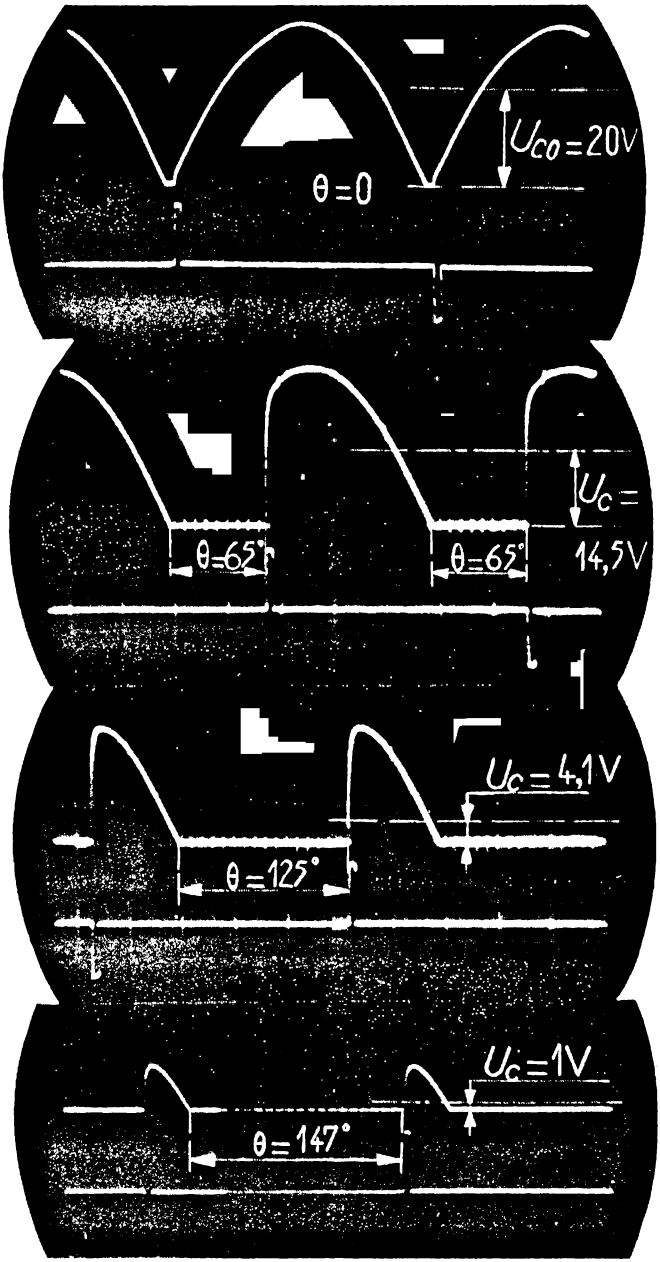


FIG. E-2. — **Circuit d'amorçage comportant un circuit déphaseur,** une bascule à transistors et un transformateur d'impulsions (à quatre sorties).



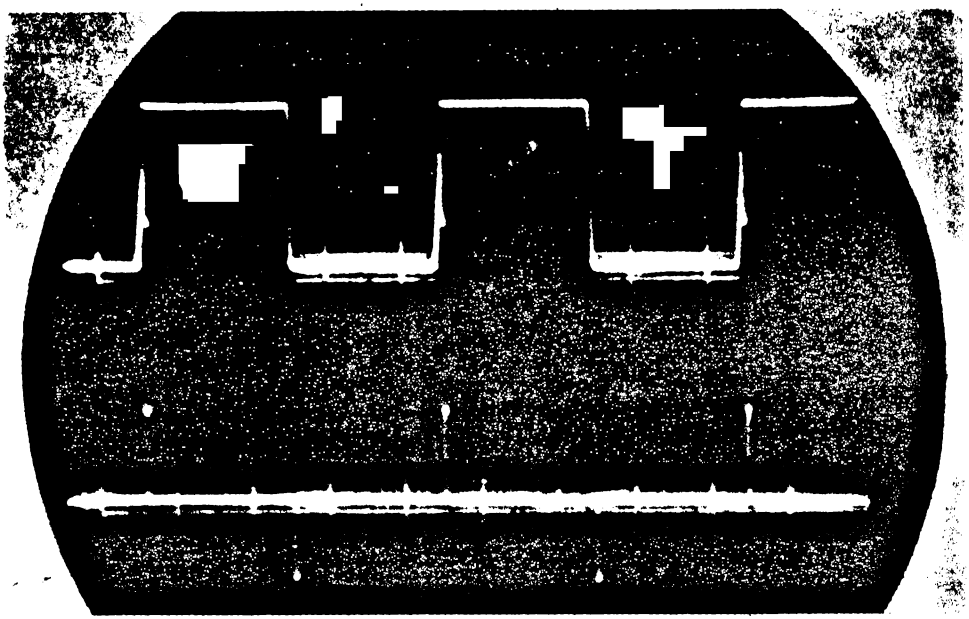
Clichés de l'auteur.

Le déphasage θ des impulsions sur la tension d'alimentation augmente avec la résistance *R* du déphaseur (montage : fig. E-2 p. 47).



Clichés de l'auteur.

Redressement biphasé (fig. B-1, ch. IV). Commande par les impulsions de la figure E-2. Tension moyenne redressée : $U_C = \cdot U_{CO} \frac{1 + \cos \theta}{2}$.



En haut : **Courant I_c de T_r (fig. E-2).**
En bas : **Les impulsions sont en phase avec l'inversion de l'induction dans le circuit magnétique du transformateur d'impulsions.**

3. — AMORÇAGE PAR AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE

Divers circuits de commande à amplificateur magnétique fournissent des impulsions de dimensions constantes, avec un déphasage précis et réglable par rapport à une tension sinusoïdale de synchronisation.

Cette tension de synchronisation est généralement une tension à déphasage fixe par rapport à la tension d'anode du thyristor commandé.

Le déphasage des impulsions est une fonction linéaire de la somme des courants continus dans les divers enroulements de commande de l'amplificateur magnétique (1).

(1) Pour le principe de l'amplificateur magnétique, voir MOENIC, *Redressement*, 2e Partie.

F — Alimentation en continu : circuits de blocage

Avec une alimentation alternative, l'inversion de la tension d'anode provoque le blocage ; par contre, dans le cas d'une alimentation continue, le blocage demande des circuits auxiliaires, dont les paragraphes suivants donnent quelques exemples et les exercices de fin de chapitre quelques autres.

1. — BLOCAGE PAR CONTACTEUR EN PARALLÈLE SUR LE THYRISTOR (Fig. F-1)

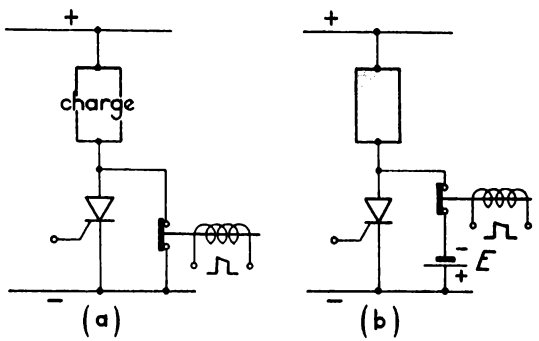


FIG. F-1. — **Blocage par contacteur en parallèle.**

Le blocage se produit lorsque le contacteur court-circuite le thyristor ; il est plus rapide avec une tension négative E entre anode et cathode (fig. F-1 *b*).

Le contacteur peut être électronique (transistor).

Le générateur E peut être remplacé par un condensateur qui sera chargé, avec les polarités voulues, par un circuit auxiliaire.

2. — BLOCAGE PAR CAPACITÉ EN PARALLÈLE

Figure F-2. — Lorsque le thyristor conduit, le transistor Tr est bloqué et C se charge sous la tension E à travers R et Th. Le signal de blocage sature le transistor ; C, dont l'armature positive est alors à la masse, applique au thyristor une tension inverse et le bloque. Le transistor interrupteur peut être remplacé par un thyristor de faible puissance.

Des montages analogues font l'objet d'exercices.

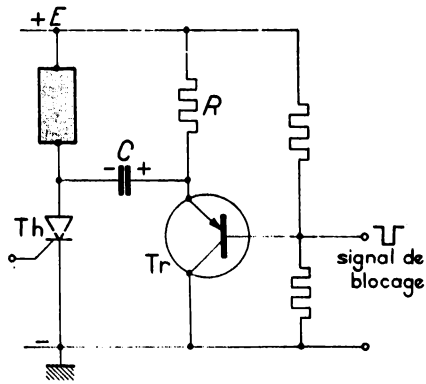


FIG. F-2. — **Blocage par capacité chargée par la tension d'anode.**

Figure F-3. — Lorsque le thyristor principal Th_1 s'amorce, le courant parcourt les spires N_P de l'autotransformateur ; la f. é. m. développée dans les spires N_s charge C à travers la diode D qui empêche ensuite la décharge. Lorsqu'on amorce Th_2, C applique à Th_1 une tension inverse et le bloque.

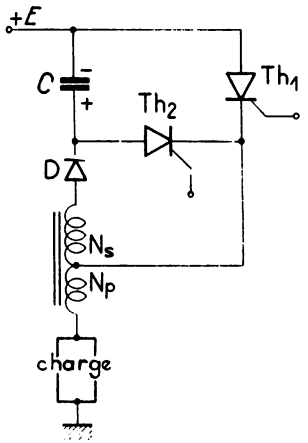


FIG. F-3. — **Blocage par capacité chargée par un autotransformateur.**

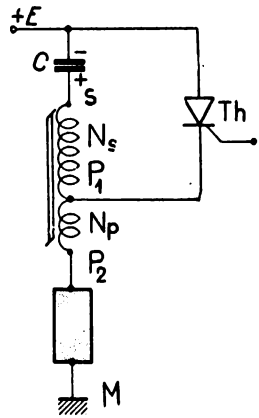


FIG. F-4. — **Circuit de MORGAN.**

Figure F-4. (Circuit de Morgan.)

Lorsque Th est bloqué, les points S, P_1 et P_2 sont au même potentiel, celui de la masse M : C est donc chargé sous la tension E (armature + en haut sur la figure). Lorsque Th s'amorce, C s'y décharge ; et comme $N_s > N_p$ c'est le sens de son courant, dirigé de P_1 vers S, qui impose le sens de magnétisation du circuit magnétique. Après décharge de C, c'est au contraire le courant dans les spires primaires, de P_1 vers P_2, qui impose la magnétisation : la magnétisation s'inverse et produit une f. é. m. dirigée de P_1 vers S, chargeant C sous une tension V_c (armature + en bas).

Notons que $V_c > E$ car $N_s > N_p$, de sorte que Th se bloque ; la suppression du courant dans N_p charge C en sens inverse, armature + en haut, comme au début.

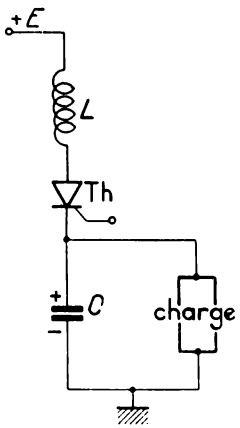


FIG. F-5. — **Blocage par condensateur en série.**

3. — BLOCAGE PAR CONDENSATEUR EN SÉRIE AVEC LE THYRISTOR (Fig. F-5)

L et C constituent un circuit oscillant de bonne qualité : lorsque Th s'amorce, C se charge sous une tension $V_c > E$ (Exercice 4) malgré l'amortissement par la charge ; Th se bloque lorsque V_c dépasse E.

EXERCICES DU CHAPITRE III

1. Dans le circuit déphaseur de la figure C-1, O est relié à la gâchette et D à la cathode d'un thyristor. On permute R et C :

1° Tracer le nouveau diagramme vectoriel.

2° Quel point faut-il maintenant réunir à la gâchette pour la soumettre à une tension déphasée en arrière sur U_{AB} ?

3° Tracer un schéma permettant d'obtenir entre le point O et deux points D et D' deux tensions U_{DO} et $U_{D'O}$ en opposition de phase et de phases réglables simultanément.

2. On utilise le circuit déphaseur de la figure C-1, pour obtenir deux tensions en opposition de phase et de phase réglable. Faire le schéma et expliquer le fonctionnement les trois cas suivants où l'on relie les points O et D par :

1° Le primaire d'un transformateur.

2° Deux résistances égales.

3° Deux diodes en opposition.

3. Décomposer le schéma de commande (fig. Exercice n° 3) d'un thyristor en quatre ensembles fonctionnels et indiquer leurs rôles, sachant que les sorties de ces ensembles se trouvent entre la masse et, respectivement, les points A, B, C, E.

Indiquer l'allure des courbes représentant les tensions entre ces quatre points et la masse.

Quel est le rôle de la tension continue de réglage U ?

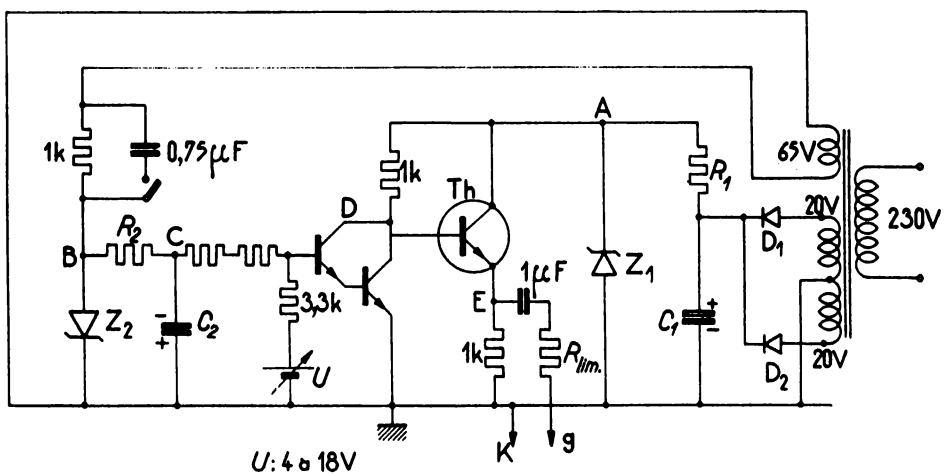


FIG. Exercice n° 3.

4. 1° On applique à l'instant O la tension continue U au circuit de la figure. Exercice n° 4, 1, C étant déchargé. On néglige la chute directe de la diode D, ainsi que la chute résistive dans l'inductance et dans les fils de connexion.

a) Soient i, v et q les valeurs à l'instant t du courant, de la tension aux bornes du condensateur et de sa charge : quelle relation entre q, U, L, i, v déduit-on, à l'instant t, du principe de la conservation de l'énergie ?

b) Évaluer, lorsque i est redevenu nul, l'énergie finale du condensateur. En déduire pour la valeur finale V de v :

$$V = 2\,U.$$

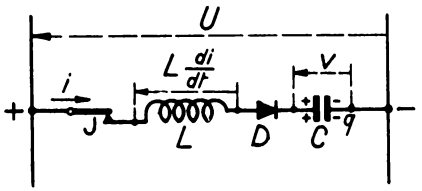


FIG. Exercice n° 4, 1.

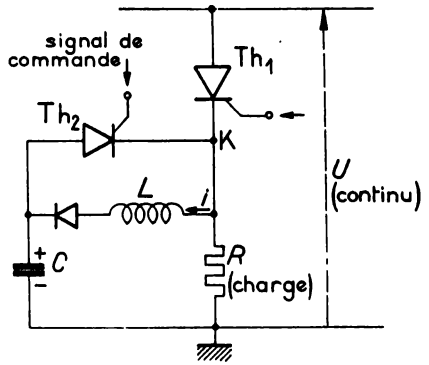


FIG. Exercice n° 4, 2.

2° Th_1 et Th_2 sont deux thyristors (fig. Exercice n° 4, 2) ; sous l'action d'un signal de commande, leur résistance directe s'effondre d'une valeur très grande ($\sim$ 100 kΩ) à une valeur presque nulle (quelques millièmes d'ohm) : on dit qu'ils s'amorcent.

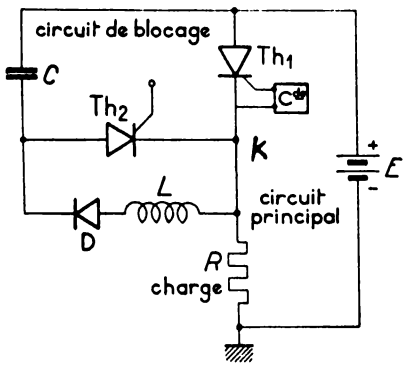


FIG. Exercice n° 5.

a) Th_1 et Th_2 étant bloqués, on amorce Th_1 : quel est le potentiel du point K ?

b) On amorce ensuite Th_2, lorsque i est redevenu nul : montrer que Th_1 se bloque.

Nota. — La question 2 se traite directement si l'on admet le résultat du 1°.

Réponses : 1° $qU = \frac{1}{2} Li^2 + \frac{1}{2} qv$.

2° a) U; **b) Th_1 est soumis à la tension inverse** $V - U = U$.

5. Dans le montage de la figure Exercice n° 5, Th_1 est le thyristor de puissance ; les éléments L, D, C, Th_2 constituent le circuit de blocage de Th_1.

1° On amorce Th_2 : C se charge ; indiquer les polarités de ses armatures et leur différence de potentiel lorsque la charge est terminée.

2° On bloque Th_2, puis on amorce Th_1 :

a) Comment se modifie la charge de C (on néglige les pertes joule dans L et D) ?

b) Montrer que l'amorçage de Th_2 entraîne alors l'extinction de Th_1.

c) Quelle est la charge finale de C ?

Réponses : 1° + E ; 2° a) — E ; c) + E.

6. Montrer que, dans les montages de la figure Exercice n° 6, l'amorçage de Th_2 entraîne le blocage de Th_1, et que le circuit a fonctionné en bascule bistable.

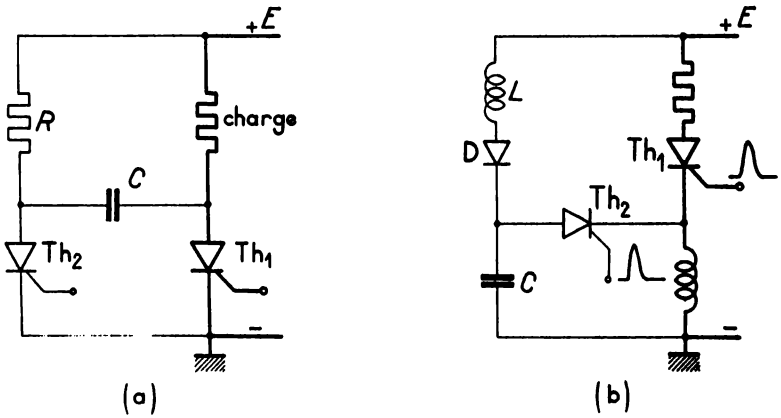
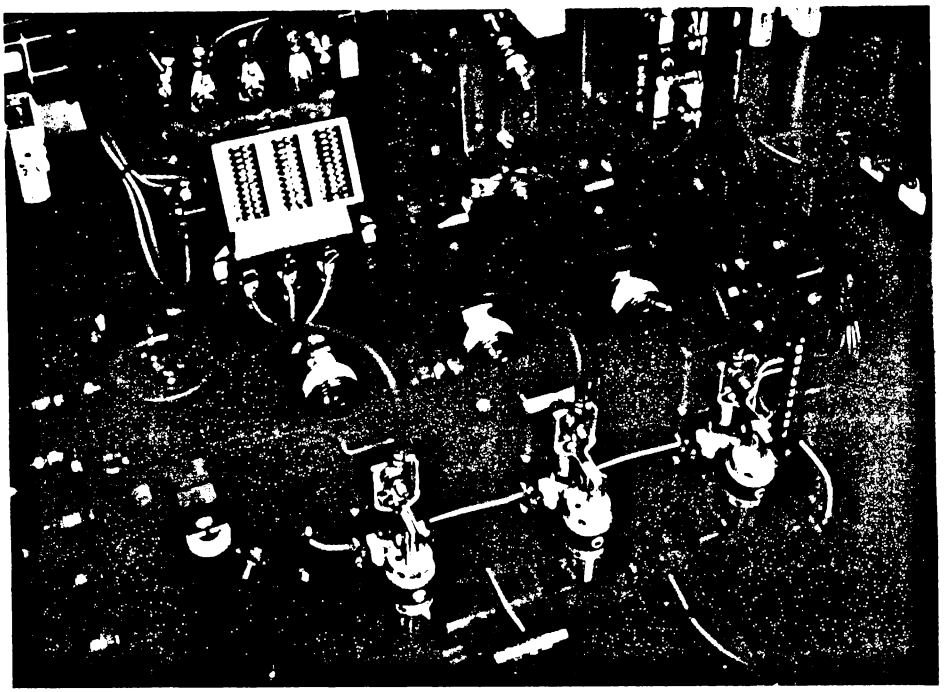


FIG. Exercice n° 6.

Conseils. — Comment se charge C lorsque Th_1 est conducteur ? En déduire la tension inverse supportée par Th_1 lorsqu'on amorce Th_2.



Cliché Alsthom.

Variateur de vitesse. Alimentation triphasée 220 V — 50 Hz. Puissance : 15 ch. Variation de vitesse : 1 à 10. Pont de diodes et thyristors. Vue de dessus.

IV — THYRISTOR : APPLICATIONS

Les thyristors sont essentiellement des contacteurs statiques *et des éléments de* réglage de phase ; *ils ont éliminé les thyratrons à gaz et remplacent dans de nombreux cas les ignitrons, les amplificateurs magnétiques, les transistors de puissance ; en outre, ils apportent une solution à des problèmes difficiles ou même impossibles naguère.*

L'emploi des thyristors se généralise en électronique industrielle ; nous ne pouvons signaler que les applications les plus typiques (1).

(1) Elles sont traitées de façon plus détaillée dans un autre ouvrage de la même collection : M. MOUNIC, *Redressement*, 2e Partie.

A — Contacteurs à thyristors

Le thyristor y est utilisé comme commutateur. En fermant ou ouvrant le circuit de gâchette, avec une faible puissance, on établit ou supprime une puissance importante dans la charge ; à ce titre, les thyristors interviennent dans : relais, relais temporisés, contacteurs statiques, circuits de protection... en continu et en alternatif. Remarquons que la commande d'un relais classique par un thyristor augmente considérablement la sensibilité.

Des schémas de contacteurs alimentés en continu ont été mentionnés dans le précédent chapitre. Examinons le principe de quelques contacteurs alimentés en alternatif.

1. — CONTACTEUR A THYRISTORS MONTÉS EN PARALLÈLE INVERSE (Fig. A-1)

Il alimente la charge en alternatif pendant une durée réglable, quelques périodes par exemple. Son principe est analogue à celui du contacteur à ignitrons des machines à souder par résistance.

Lorsque l'interrupteur J — qui peut être un transistor ou un thyristor de petite puissance — est ouvert, les deux thyristors sont bloqués. Lorsque J se ferme pendant l'alternance positive de Th_1, la diode D_1 fournit le courant de commande et Th_1 s'amorce ; D_2 amorce Th_2 au début de l'alternance suivante, lorsque Th_1 se bloque, etc.

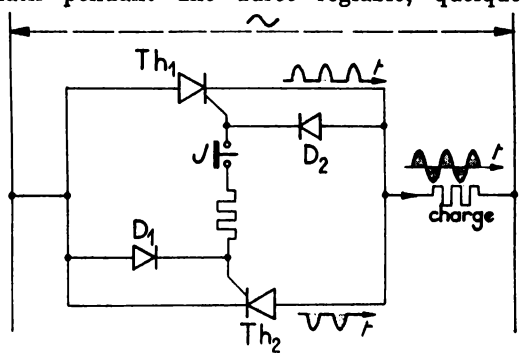


FIG. A-1. — **Exemple de contacteur.**
Chaque thyristor conduit une alternance du courant alternatif *lorsque J est fermé* : le courant dans la charge n'est pas redressé.

2. — CONTACTEUR A PONT DE DIODES ET THYRISTOR (Fig. A-2)

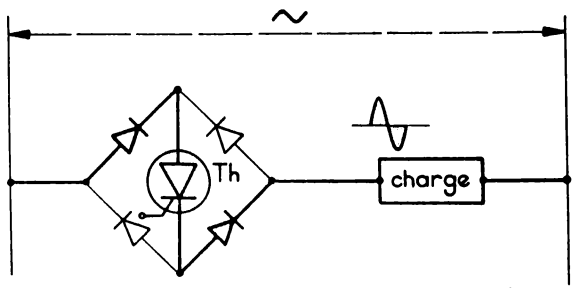


FIG. A-2. — **Contacteur à pont de diodes et thyristor.**
En trait fort et grisé, le circuit parcouru par l'une des deux alternances du courant.

On dispose en série avec la charge un pont de diodes débitant sur le thyristor de commande :

— si le thyristor est bloqué, la charge ne reçoit pas de courant ;

— si le thyristor conduit, le pont est pratiquement un court-circuit : la charge est parcourue par le courant maximal.

Dans le cas le plus simple, le circuit de gâchette est alimenté par une tension continue et commandé par un interrupteur de faible puissance, qui établit ou supprime une puissance des centaines de fois plus grande dans la charge.

Dans ce cas, en l'absence de réglage de phase (§ C), le thyristor a pour seul rôle de multiplier la puissance d'un petit contacteur.

Une variante de ce procédé fait l'objet de l'exercice 1.

B — Réglage de phase : redresseurs à tension continue réglable

1. — EXPÉRIENCE. DÉFINITIONS

Retardons de plus en plus l'amorçage d'un thyristor alimentant l'induit d'un petit moteur à courant continu : le moteur tourne de plus en plus lentement et l'indication d'un voltmètre aux bornes du moteur décroît.

On appelle RÉGLAGE DE PHASE *un procédé pour faire varier l'instant de la période à partir duquel on permet la conduction d'un redresseur à électrode de commande.*

Le réglage de phase bloque le redresseur, au début de l'alternance positive, pendant un certain angle appelé ANGLE DE RETARD.

La tension continue fournie par le redresseur diminue lorsqu'on augmente l'angle de retard, ce qu'a montré l'expérience ci-dessus.

Les redresseurs à électrode de commande (gâchette, grille) sont : les thyristors, les triacs, les ignitrons, les mutateurs polyanodiques à cathode de mercure (et naguère les thyratrons à gaz).

2. — REDRESSEUR A TENSION CONTINUE RÉGLABLE

Pour les circuits de puissance, les schémas des redresseurs à thyristors peuvent être les mêmes que ceux des redresseurs à diodes (exemples : fig. B-1 et B-2).

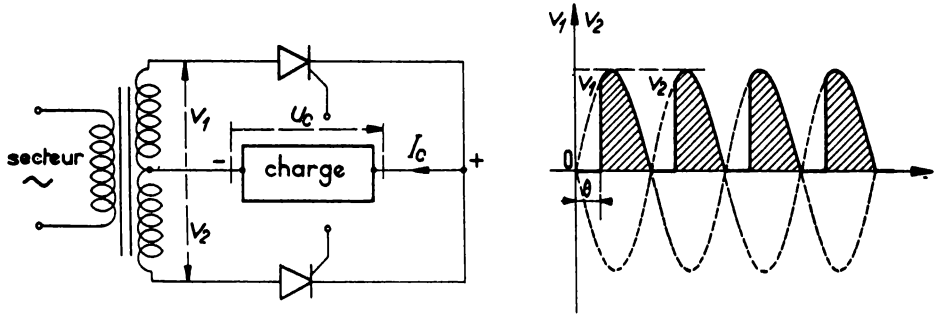


FIG. B-1. — **Redresseur biphasé (à point milieu au secondaire).**
A droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour un angle de retard 0 = 60°.
Si l'amplitude de v_1 et v_2 est V_m, la tension redressée moyenne est :

$$U_{c0} \approx \frac{2}{\pi} V_m \text{ pour } 0 = 0 ; \quad U_{c\theta} \quad U_{c0} \frac{1 + \cos 0}{2} \text{ pour l'angle de retard } 0.$$

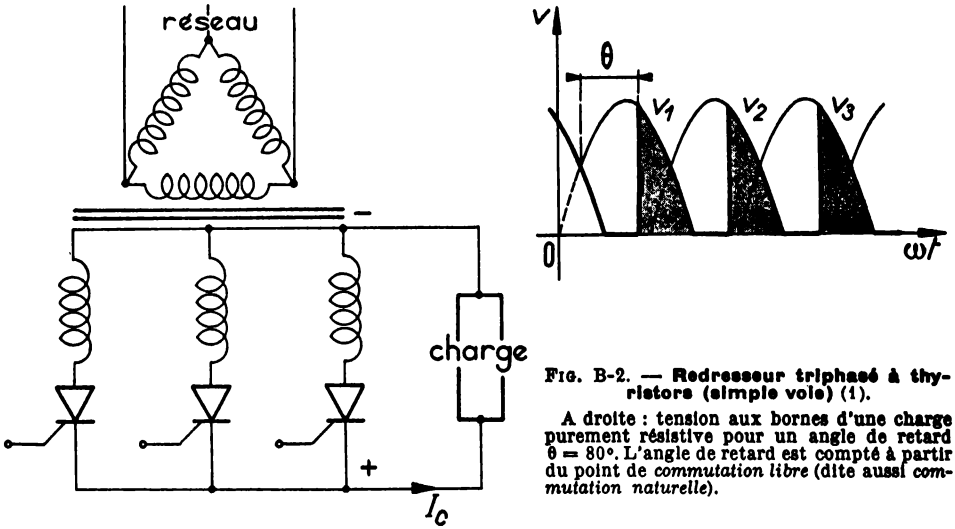


FIG. B-2. — **Redresseur triphasé à thyristors (simple voie)** (1).

A droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour un angle de retard $\theta = 80°$. L'angle de retard est compté à partir du point de *commutation libre* (dite aussi *commutation naturelle*).

Dans les montages à pont, il est possible d'utiliser autant de diodes que de thyristors, ce qui simplifie les circuits de commande (fig. B-3 et B-4). Notons que cette économie n'est pas possible pour les redresseurs-onduleurs assurant la récupération d'énergie, par exemple lors du freinage électrique de grosses machines.

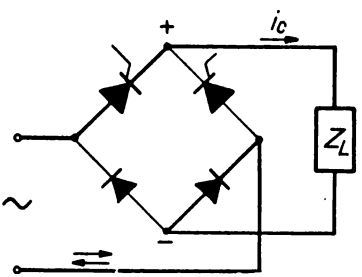


FIG. B-3. — **Redresseur biphasé à pont.**

Même forme de tension de sortie qu'avec le montage de la figure B-1.

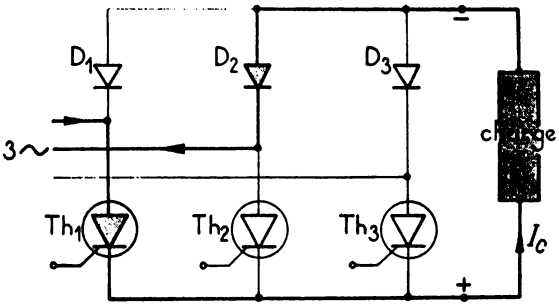


FIG. B-4. — **Redresseur en pont de Graëtz.**

Pour un angle de retard nul, Th, débite pendant un tiers de période $\left(\frac{T}{3}\right)$, en série avec D_a $\left(\frac{T}{6}\right)$, puis avec D_a $\left(\frac{T}{6}\right)$, et la tension de sortie a la même forme que celle d'un redresseur hexaphasé.

(1) Chacun des conducteurs de phase d'alimentation (donc, chaque enroulement d'un secondaire en étoile) est parcouru par un courant :
— *unidirectionnel* dans un redresseur à *simple* voie (fig. B-1 et B-2) ;
— *alternatif* dans un redresseur à *double* voie (fig. B-3 et B-4).
On disait naguère *simple alternance* et *double alternance*, mais ces termes prêtaient à confusion entre *monophasé* et *biphasé*.

On obtient un courant ininterrompu, malgré le réglage de phase, en disposant une inductance de valeur suffisante en série avec la charge ; dans ce cas, si U_{co} est la tension redressée moyenne en l'absence de réglage de phase (onde pleine) et U_{c0} la tension correspondant à l'angle de retard 0, on a (fig. B-5) :

$$U_{c_0} = U_{co} \cos \theta$$

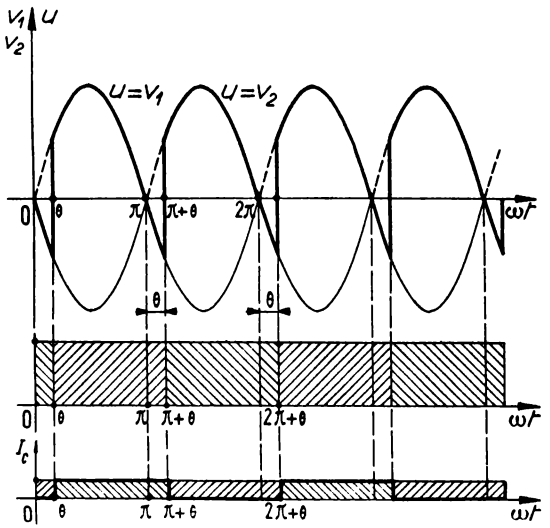


FIG. B-5. — **Redresseur biphasé** : filtrage par une grande inductance en série.
Cette inductance supprime l'ondulation de tension et de courant dans la charge.
En haut : tension u aux bornes de l'ensemble charge et inductance ; $u = v_1$ de 0 à $\pi + \theta$, etc.
Au milieu : tension constante aux bornes de la charge.
En bas : courant constant dans la charge ; en trait fort, le courant dans un thyristor.

Parmi les applications de ces redresseurs à tension réglable : réseaux de courant continu pour usines, alimentation d'inducteurs et d'induits de moteurs, commande du sens de rotation et de la vitesse de moteurs, chargeurs de batteries d'accumulateurs avec régulation de la tension ou du courant de charge, alimentations diverses, servomécanismes...

Les oscillogrammes B-6 et B-7 sont relatifs à un variateur de vitesse pour moteur à courant continu (4 kW ; 1 500 tr/mn ; 180 volts), utilisant le pont de la figure B-3.

REMARQUE. — Les moteurs série à courant continu utilisés en traction peuvent être commandés par des thyristors, que le réseau d'alimentation soit alternatif ou continu. Pour la grande traction, les thyristors ont remplacé les ignitrons à bord des locomotives.

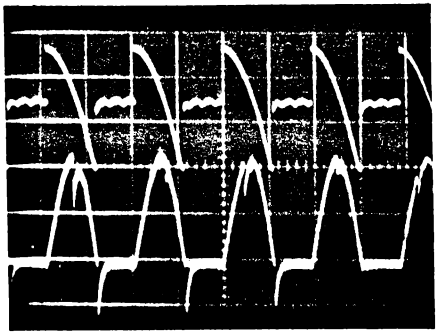


FIG. B-6

En haut : tension aux bornes du moteur, chargé, pour un angle de retard $\theta \approx 90°$; 100 V/carreau. La force contre-électromotrice du moteur ($\approx$ 140 volts) est visible entre deux impulsions d'alimentation. L'inductance de l'induit prolonge le débit jusqu'à une tension d'alimentation nulle.

En bas : courant dans l'induit ; calibre 0,1 V/cm sur shunt 20 A — 0,1 V. La crête de courant est donc de 40 A environ.

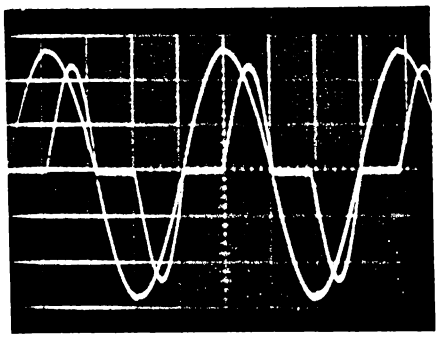


FIG. B-7.

Mêmes calibres que pour la figure B-6.

Tension sinusoïdale d'alimentation du pont et courant dans un fil d'alimentation ; ce courant est *alternatif* comme dans tout *montage à double voie.*

C — Commande de puissance en alternatif par réglage de phase

Les contacteurs du § A fournissent, chaque fois qu'ils conduisent, une énergie déterminée à la charge ; la puissance fournie à cette charge dépend du rapport de la durée de la fermeture à la durée d'ouverture.

Pour la commande de puissance, le réglage de phase est plus précis et plus souple (fig. C-1).

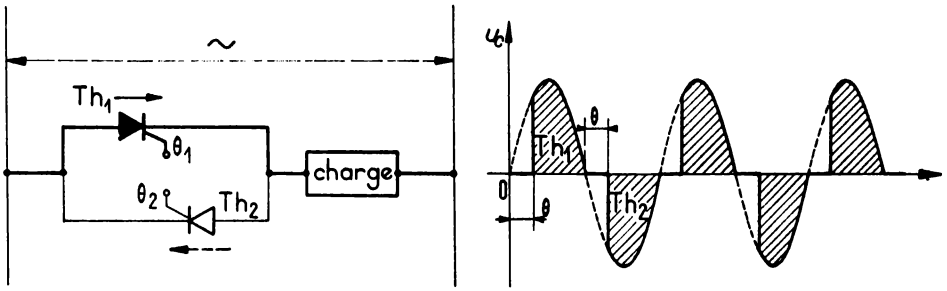


FIG. C-1. — **Contacteur à réglage de phase.**

Chaque thyristor contrôle une alternance. A droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour $\theta_1 = \theta_2 = 60°$.

Si l'on commande l'angle de retard θ, on communique à la charge une puissance réglable entre un maximum (pleine onde : θ = 0) et zéro (θ = 180°) :

$$(U_{eff})_\theta = (U_{eff})_0 \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}}.$$

Pour une tension d'alimentation d'amplitude V_m, on a :

$(U_{eff})_0 = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ pour un contacteur à deux thyristors ;

$(U_{eff})_0 = \frac{V_m}{2}$ si l'on utilise un seul thyristor (cas des petites puissances).

Les applications sont nombreuses : régulation de tension, de courant ; variation de l'éclairage des salles de spectacle ; réglage et régulation de la température de fours ; réglage du courant des machines à souder par résistance ; remplacement des amplificateurs magnétiques de grande puissance.

Notons qu'avec des angles de retard θ_1 et θ_2 différents pour les deux thyristors on obtient dans la charge une composante continue facile à inverser : on peut ainsi commander le sens de la rotation et la vitesse d'un moteur à courant continu. L'ondulation peut être réduite et même pratiquement supprimée par une inductance de filtrage en série, ce qui réduit l'intensité efficace et par suite les pertes.

D — Onduleurs et convertisseurs

Les convertisseurs à thyristors modifient la forme de l'énergie, la tension ou la fréquence. Ce sont les convertisseurs :

— continu-alternatif, appelés *onduleurs* ;

— continu-continu ;

— alternatif-alternatif, appelés *convertisseurs de fréquence.*

I. — ONDULEURS (1)

Les onduleurs accomplissent la fonction inverse du redressement : à partir d'une source de courant continu, ils alimentent une charge en courant alternatif.

a) Montage (fig. D-1).

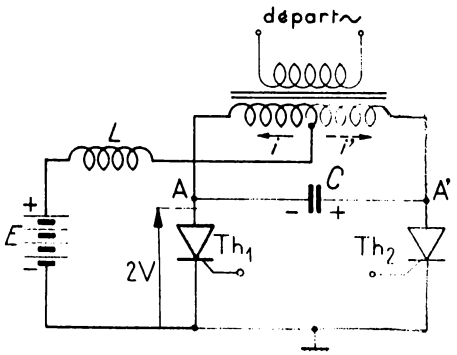


FIG. D-1. — **Principe d'un onduleur.**

En trait fort, le circuit parcouru par le courant (i) lorsque le thyristor Th_1 est conducteur et Th_2 bloqué.

(1) Pour plus de détails, voir M. MOUNIC : *Redressement*, 2e Partie (*Réglage de phase*).

Deux thyristors reliés par leurs cathodes sont alimentés par la tension continue E, à travers les demi-primaires d'un transformateur.

Ils sont amorcés l'un après l'autre, à des intervalles de temps égaux et, grâce au condensateur de commutation C, l'amorçage de l'un bloque l'autre. Le courant i dans un demi-primaire apparaît lorsque l'autre (i') disparaît ; la f. é. m. obtenue au secondaire est la même que si un courant alternatif ($i + i'$) parcourait un seul demi-primaire : c'est une tension alternative.

Il est possible de mettre au point le montage pour que cette tension alternative soit pratiquement sinusoïdale.

Grâce à l'inductance L, la tension aux bornes d'un demi-primaire peut varier alors que E est constante.

b) **Rôle du condensateur de commutation.**

Il empêche les deux thyristors de débiter simultanément : lorsque Th_2 s'amorce, il bloque Th_1 et inversement. Par exemple, à l'instant correspondant à la figure D-1, C est chargé par la tension $V_0 = 2\,E$ (effet d'autotransformateur) ; lorsque Th_2 s'amorce, V_A s'abaisse à 2 volts environ et

$$V_A = V_{A'} - V_0 \sim 2 - 2\,E \sim -2\,E.$$

Puis C se décharge et V_A remonte, mais l'anode A est restée négative assez longtemps pour que Th_1 se bloque. Avant que Th_1 s'amorce de nouveau, la charge de C se sera inversée et l'amorçage de Th_1 pourra bloquer Th_2.

c) **Applications.**

L'association d'une batterie d'accumulateurs et d'un onduleur constitue un générateur de courant alternatif de réserve, capable de se substituer au réseau défaillant en moins de 0,1 s ; de tels onduleurs s'utilisent dans les cas où une panne de réseau peut avoir des conséquences graves : télécommandes, signalisation ferroviaire, guidage des avions, éclairage de salles d'opérations chirurgicales, de salles de jeux...

Il existe des onduleurs à fonctionnement permanent pour alimenter des circuits de protection, de distribution horaire...

Enfin, les redresseurs polyphasés à réglage de phase qui alimentent de gros moteurs peuvent fonctionner en inverse pour le freinage avec récupération d'énergie.

Notons qu'il existe des onduleurs modernes à thyristors fonctionnant sur d'autres principes (1).

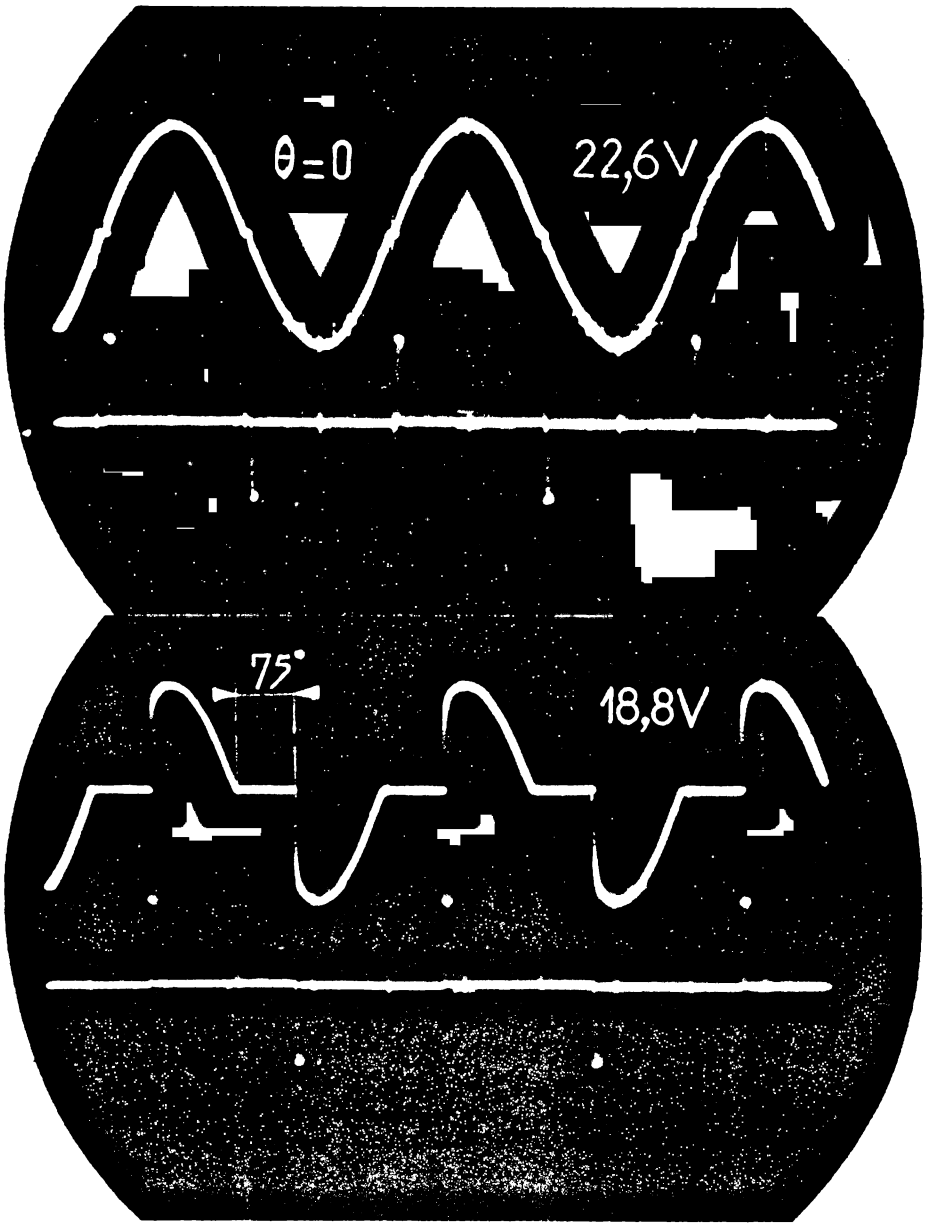
2. — CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU

Ils convertissent le courant continu en courant continu d'une autre tension (Vocabulaire).

En pratique, ils élèvent la tension.

Pour obtenir un convertisseur continu-continu, il suffit d'ajouter un transformateur et un redresseur (pont de diodes et filtre) à la sortie de l'onduleur du § 1.

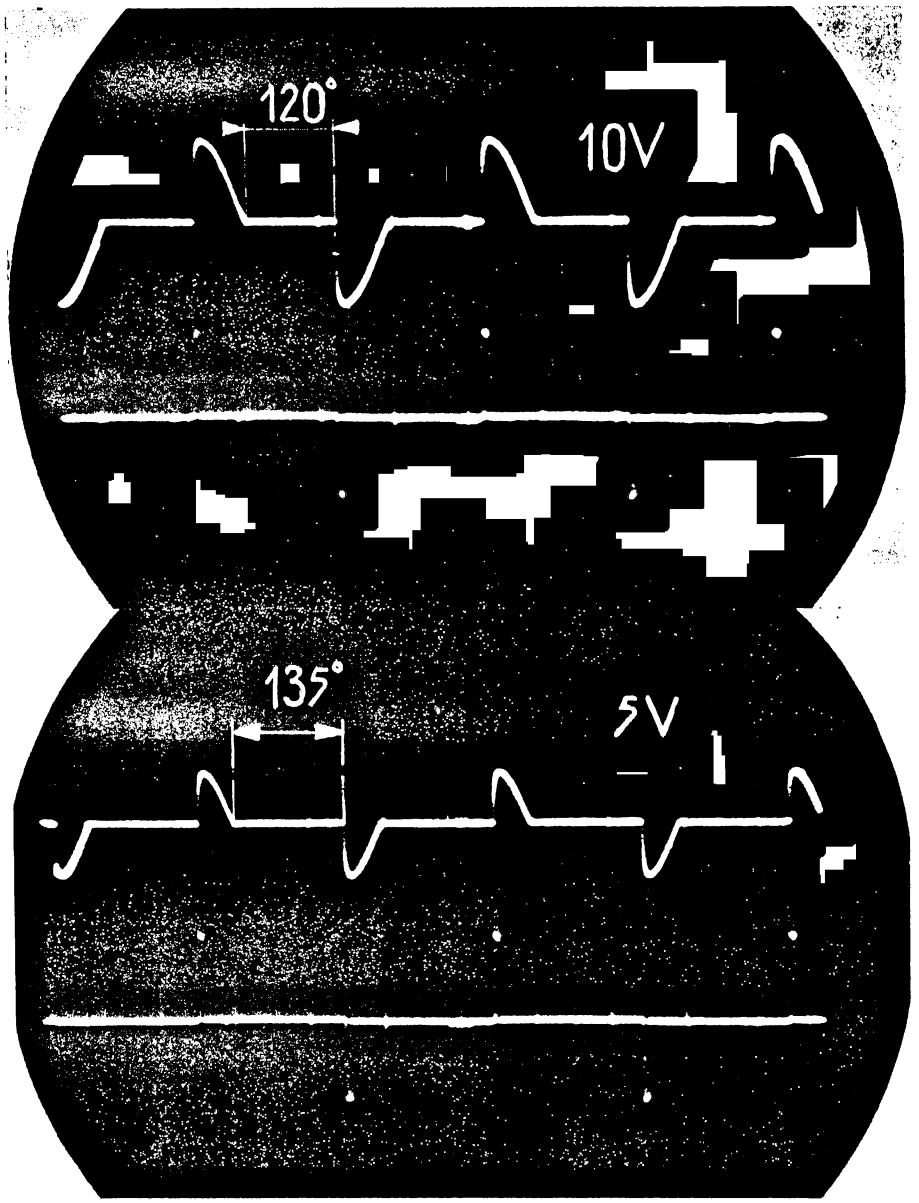
(1) MOUNIC : *Redressement*, 2e Partie.



Clichés de l'auteur.

Contacteur à réglage de phase (revoir la figure C-1).

La tension efficace appliquée à la charge décroît de 22,6 V à 5 V lorsque l'angle de retard croît de 0 à 135°.

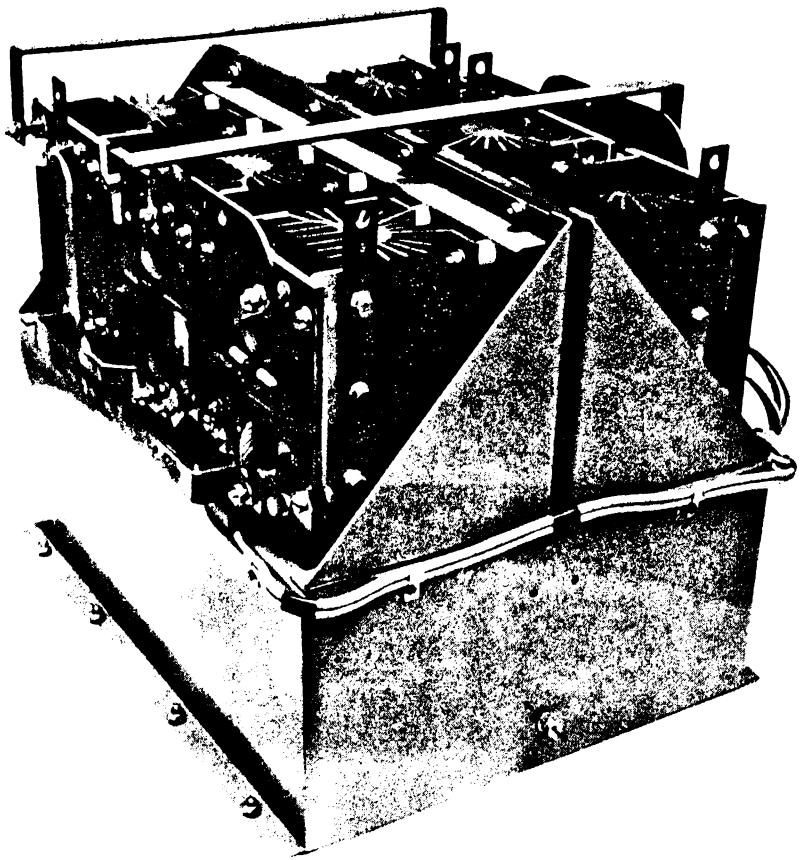

120°
10V
135°
5V

3. — CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE

Ils comportent un redresseur alimenté par le réseau et chargé par un onduleur. Ces convertisseurs sont employés non pour modifier la tension (un transformateur suffirait), mais pour obtenir :

— *des fréquences fixes* différentes de celle du réseau ;

— *des fréquences variables* (réglables) pour commande de moteurs à courant alternatif à vitesse variable.



Document Jeumont-Schneider.

Onduleur autonome 15 kVA-50 Hz.

E — Comparaison du thyristor avec les autres dispositifs à semiconducteurs et avec les soupapes à gaz

1. — LE THYRISTOR, COMME TOUS LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS (DIODES DE REDRESSEMENT, DIODES ZÉNER, TRANSISTORS...) :

— est un corps solide, de construction robuste ;
— est petit, compact, de rapport puissance/poids élevé ;
— fonctionne dans toutes les positions et ne craint pas les accélérations ;
— fonctionne dans un très grand intervalle de température au-dessous et au-dessus de 0 °C ;
— n'a pas besoin d'un chauffage auxiliaire, donc démarre immédiatement ;
— reste identique à lui-même dans le temps, a une durée de vie élevée et une grande fiabilité ;
— la puissance utile augmente avec l'efficacité du refroidissement (radiateur, ventilation forcée...) ;
— demande les mêmes protections contre les surcharges, pointes de tension inverse...

2. — MAIS LE THYRISTOR PRÉSENTE AVEC LA DIODE A JONCTION ET LE TRANSISTOR LES DIFFÉRENCES SUIVANTES :

Diode à jonction.	Thyristor.
— le débit reprend pour $V_A > V_K$;	— le débit peut être retardé jusqu'à ce que la tension V_{AK} atteigne une valeur déterminée ;
— ne peut effectuer par elle-même le réglage de la tension de sortie (continue) ;	— règle la tension continue de sortie (réglage de phase, c'est-à-dire de l'angle de retard) ;
— la chute directe augmente avec le débit ;	— la chute de tension est indépendante du débit (mais un peu supérieure à celle d'une diode) ;
— pas de discontinuité de tension aux bornes lorsque la tension d'alimentation croît à partir de zéro.	— discontinuité de tension dans le cas d'amorçage retardé.

Transistor.	Thyristor.
— commande continue (mais fonctionne aussi en commutation) ;	— fonctionne par tout ou rien (2 états stables) ;
— commande réversible ;	— l'électrode de commande ne peut servir au blocage (sauf dans les thyristors à blocage, jusqu'à 10 A) ;
— dissipe une puissance du même ordre de grandeur que la puissance utile en amplification ; beaucoup moins en commutation.	— les pertes sont très inférieures à la puissance commandée, qui peut être beaucoup plus grande qu'avec un transistor.

3. — COMPARAISON DU THYRISTOR ET DU THYRATRON (A GAZ)

Ressemblances :

— dispositifs à trois électrodes : anode, cathode, grille (électrode de commande) ;
— fonctionnent tous deux par tout ou rien avec deux états stables : état conducteur, état bloqué ;
— sont tous deux amorcés par un signal positif sur la grille ;
— un signal négatif sur la grille ne peut les bloquer ; il faut annuler la tension d'anode ; ce sont donc : des triodes dans l'état bloqué, des diodes après amorçage ;
— fournissent les mêmes formes d'onde, les mêmes possibilités de réglage de la tension redressée (réglage de phase).

Différences :

Thyratron à gaz.	Thyristor.
— dispositif pour tension élevée, mais faible courant ;	— courant fort, tension dépassant 1 000 V ;
— chute directe 10 à 20 V, mais courant inverse négligeable ;	— chute directe faible (~ 1,5 V), mais courant inverse non négligeable (pertes) ;
— signal de commande d'assez forte tension, mais très faible courant ;	— signal de commande de faible tension, mais fort courant ;
— doit être chauffé : ne démarre pas immédiatement ;	— pas de chauffage : démarre immédiatement ;
— les caractéristiques se détériorent dans le temps (épuisement de la cathode ; raréfaction du gaz) : durée de vie limitée ;	— reste identique à lui-même : durée de vie illimitée ;
— sensible aux variations de la température ambiante ;	— fonctionne sans modification sensible des paramètres dans un grand intervalle de température ;
— possibilité de surcharge ;	— faible possibilité de surcharge ;
— fréquence maximale ~ 5 000 Hz limitée par le temps de désionisation (~ 100 µs) ;	— fréquence maximale ~ 15 000 Hz limitée par le temps de blocage (⩽ 30 µs) ;
— supporte une tension inverse assez élevée (~ 1 500 V).	— tension inverse : dépasse 2 000 volts pour certains types.

Le thyristor a complètement remplacé le thyratron à gaz dans les nouvelles installations.

4. — THYRISTOR ET SOUPAPES A CATHODE DE MERCURE

Dans les soupapes à cathode liquide, il y a émission à froid, par effet de champ ; à cette différence près, une anode, sa grille de commande et la cathode fonctionnent comme un thyratron à gaz. Presque toute la comparaison du paragraphe 3 reste donc valable.

Le thyristor ne possède pas la possibilité de surcharge de l'ignitron et du mutateur, mais présente sur eux les avantages suivants :
— chute directe beaucoup plus faible ;
— gain en puissance plus grand ;
— durée de vie pratiquement illimitée ;
— pas de ratés d'allumage ;
— démarre immédiatement aux basses températures ;
— temps de blocage plus court que le temps de désionisation ;
— pas de circuit d'eau pour le refroidissement.

Le thyristor a remplacé presque partout l'ignitron et le mutateur.

NOTE

Diversité des applications des thyristors

Pour montrer la diversité des applications des thyristors, nous extrayons d'un bulletin technique (1) cet « avis aux techniciens » :

Thyristor faible puissance à structure diffusée pour usages généraux

Ce thyristor fabriqué en grande série aura d'importants débouchés notamment dans le secteur automobile et cyclomoteur, où il apporte une solution brillante aux problèmes d'allumage.

Dans le domaine industriel, utilisé soit comme relais, amplificateur ou redresseur, il a sa place dans une multitude d'applications allant du réglage statique de tension à la clôture électrique, sans oublier les programmateurs d'ascenseur et les systèmes d'alarme. Ces thyristors peuvent être utilisés seuls ou avec un dispositif spécial photosensible ou autre. L'importance de la production permet d'envisager son utilisation dans les petits équipements électro-ménagers ou d'éclairagisme qui peuvent recevoir une commande ou un réglage à thyristor.

Utilisé en relais, ce thyristor présente une quantité d'avantages : rapidité de réponse, fonctionnement silencieux, étanchéité, robustesse, insensibilité aux vibrations et aux chocs. Il peut être utilisé sans inconvénient en milieu corrosif ou explosif. Il présente par rapport aux relais classiques une fiabilité accrue.

Les caractéristiques de ce dispositif font ressortir une valeur de courant modeste, cependant il est possible d'obtenir pendant des temps très brefs des intensités crête récurrentes très importantes.

Monté en boîtier T05 il est facilement utilisable en miniaturisation ; sa base métallique (kovar doré) lui confère une résistance thermique très basse : il est susceptible de ce fait de supporter des courants plus importants par l'adjonction d'une ailette en contact avec cette base.

Voici à titre indicatif et non limitatif quelques applications pouvant utiliser ce thyristor :
— inverters et clignotants de puissance fonctionnant à haute température ;
— petits générateurs d'ultrasons ;
— régulateurs de température ;

(1) *Bulletin SESCO*, n° 30.

— relais de proximité ;
— circuits de protection rapide ;
— détecteurs d'incendie ;
— interrupteurs commandés à distance ;
— détecteurs d'échauffement de palier ;
— servomécanismes divers, etc.

EXERCICES DU CHAPITRE IV

1. Une charge R est alimentée par le secteur alternatif, en série avec le primaire d'un transformateur dont l'inductance L à secondaire ouvert est telle que $L\omega > R$.
Le secondaire alimente un pont de diodes qui débite sur un thyristor.

1° Tracer le schéma (on représentera la commande du thyristor par un rectangle).

2° Montrer que l'amorçage du thyristor établit le courant I dans R ; inversement, le blocage du thyristor interrompt I.

3° Comment utiliserait-on ce montage pour régler l'intensité efficace du courant I ?

2. Un redresseur biphasé à simple voie est muni de thyristors amorcés à l'angle θ (angle de retard) ; $\theta = 0$ lorsque l'amorçage se produit dès que l'anode devient positive par rapport à la cathode. La charge est une résistance pure R ; on néglige la chute directe de tension dans les thyristors et la chute dans le transformateur.
Sachant que la valeur moyenne, pendant une alternance, de la tension sinusoïdale $v = V_m \sin \omega t$ est $\frac{2}{\pi} V_m$ et la valeur efficace $V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$, calculer la tension redressée moyenne U_c, la tension redressée efficace $U_{c\,eff}$ et le facteur de forme $F = \frac{U_{c\,eff}}{U_c}$,

1° Pour $\theta = 0$.

2° Pour $\theta = 90°$.

Réponses : 1° Comme en sinusoïdal ; $F = 1{,}11$;
2° $\frac{V_m}{\pi}$; $\frac{V_m}{2}$; 1,57.

3. Un pont de diodes muni d'un thyristor dans la diagonale de sortie constitue un rhéostat permettant le réglage de la puissance alternative dans la charge R (fig. Exercice n° 3).

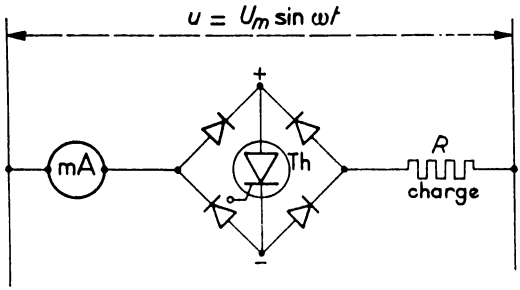


FIG. Exercice n° 3.

Un interrupteur J en parallèle avec Th étant fermé, le milliampèremètre électrodynamique indique $I = 200$ mA. Pour toute la suite, J est ouvert.

1° Quelles sont les intensités I_1 et I_2 indiquées par le milliampèremètre lorsqu'on amorce le thyristor :

a) Deux fois par période, aux époques $\frac{T}{4}$ et $\frac{3T}{4}$?

b) Une seule fois par période, à l'époque $\frac{T}{4}$?

2° On remplace le milliampèremètre électrodynamique par un milliampèremètre magnétoélectrique (non muni de redresseurs) : quelles sont les intensités indiquées dans les trois cas précédents ?

Réponses : 1° *a*) $I_1 = 141$ mA ; *b*) $I_2 = 100$ mA ; 2° 0 ; 0 ; 45 mA.

4. *Régulateur à thyristor de la température d'un four* (fig. Exercice n° 4). Tous les éléments ont une valeur constante à l'exception de R_t, fonction de la température. On suppose que la température du four s'abaisse au-dessous de la température de réglage :

1° Comment varie l'angle de retard θ du thyristor ?

2° Le condensateur doit-il se charger plus vite ou moins vite ?

3° La résistance R_t a-t-elle un coefficient de température positif ou négatif ?

4° Quel est l'élément dont on modifie la valeur, en pratique, pour obtenir une température différente du four ? Dans quel sens doit varier cette valeur pour que cette température s'élève ?

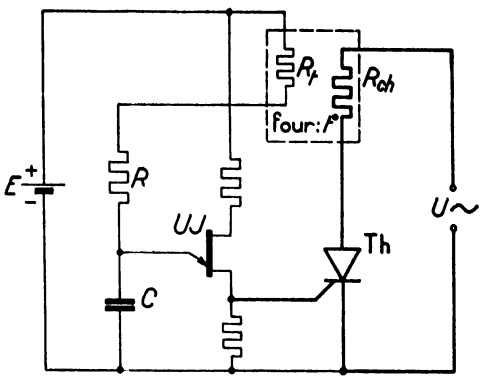


FIG. Exercice n° 4.

5. Un redresseur biphasé avec secondaire à point médian est muni de deux thyristors et débite sur une résistance R.

1° Schéma du montage. Forme de la tension redressée $u_c(t)$ aux bornes de R, pour un même angle de retard θ de Th_1 et Th_2.

2° La tension redressée moyenne est U_c pour θ = 0 et U'_c pour l'angle de retard θ, montrer que :

$$U'_c = U_c \frac{1 + \cos \theta}{2}.$$

3° On ajoute à R une inductance L suffisante pour que la charge RL soit parcourue par un courant pendant toute la période :

a) Forme de la tension aux bornes de la charge.

b) Montrer que $U'_c = U_c \cos \theta$ (notation du 2°).

6. Un redresseur biphasé à thyristors débite sur une charge purement résistive R ; on règle la tension d'alimentation de façon qu'un ampèremètre magnéto-électrique en série avec R indique la même valeur quel que soit l'angle de retard θ. On désigne par : I_{mo} l'amplitude du courant dans R pour θ = 0 ; I_m l'amplitude pour l'angle de retard θ ; I_p le courant de crête pour l'angle de retard θ > 90°.

1° Calculer $\frac{I_m}{I_{mo}}$ pour θ = 90°.

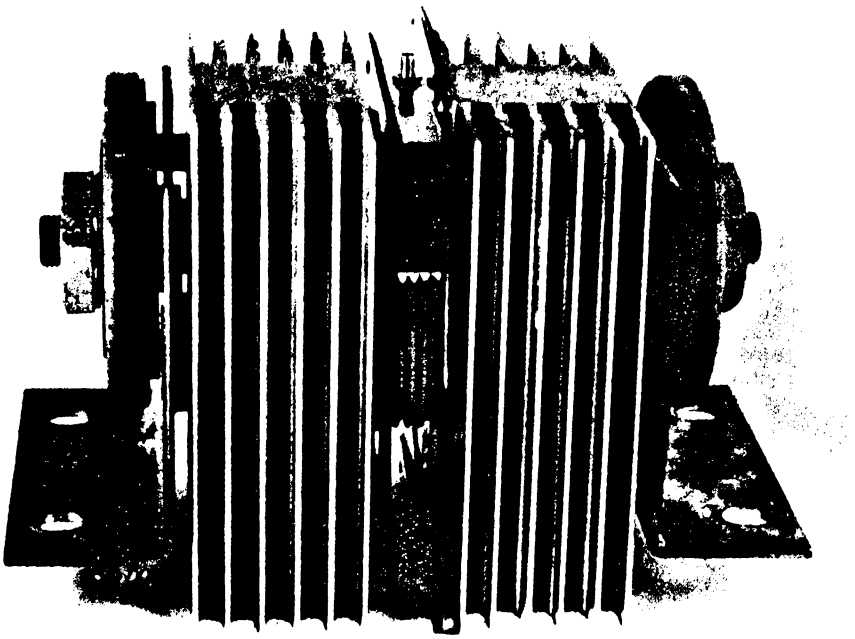
2° Établir l'expression générale du rapport $\frac{I_m}{I_{mo}}$; du rapport $\frac{I_p}{I_{mo}}$.

3° Calculer numériquement $\frac{I_p}{I_{mo}}$ pour θ = 120° ; 135° ; 150° ; 160° ; 170° ; 175° et tracer la courbe représentant la variation de ce rapport entre θ = 90° et θ = 175°.

Échelle arithmétique pour θ, logarithmique pour $\frac{I_p}{I_{mo}}$.

Réponses — 1° : 2 ; 2° : $\frac{I_m}{I_{mo}} = \frac{2}{1 + \cos \theta}$; $\frac{I_p}{I_{mo}} = \frac{2 \sin \theta}{1 + \cos \theta}$.

✧



Cliché Alsthom.

Thyristor type pressé double face, monté sur son radiateur (voir photo en tête du chapitre I).

V — MISE EN ŒUVRE DES THYRISTORS

L'emploi industriel des thyristors a posé des problèmes technologiques de refroidissement, *de* protection *contre les surtensions et les surintensités, de* commande *pour leur association en série ou en parallèle.*

Les procédés de refroidissement et de protection sont analogues à ceux des diodes ; l'équilibrage et les déclenchements simultanés *de thyristors en série ou en parallèle exigent des dispositifs appropriés.*

A — Résistance thermique Procédés de refroidissement

Les différentes sortes de pertes et les défaillances thermiques qui peuvent résulter d'un échauffement excessif ont été indiquées au chapitre II (§ C : *Caractéristiques thermiques*). Ajoutons quelques précisions sur la résistance thermique qui intervient dans la détermination des radiateurs et des débits de fluides de refroidissement.

1. — DÉFINITIONS

La **résistance thermique** *est le quotient de la différence de température entre deux points ou deux régions spécifiées, par le flux de chaleur entre ces deux points ou régions, dans des conditions d'équilibre thermique.*

Note. — *Dans la plupart des cas, le flux de chaleur peut être assimilé à la puissance dissipée* (Norme).

Les deux régions utilisées en pratique sont la région des jonctions et le boîtier (*case* en anglais). Mais un thyristor possède trois jonctions, de sorte qu'il est nécessaire de préciser :

Température virtuelle (ou théorique) de jonction t_{vj} : température théorique que l'on utilise comme température de référence et qui peut servir de base pour le calcul de la dissipation de puissance admissible *(Norme).*

De même, *la* **température de boîtier** t_{case} *est la température en un point spécifié sur le boîtier d'un thyristor* (Norme).

Pour les thyristors dans lesquels un trou (de profondeur maximale 1 mm) a été percé dans le boîtier, par le fabricant, t_{case} sera mesurée à l'aide d'un thermocouple introduit dans ce trou. Pour les autres thyristors, l'élément sensible à la température, de capacité thermique négligeable, sera scellé, soudé, agrafé ou maintenu rigidement au point du dispositif spécifié, de façon à présenter une résistance thermique négligeable.

2. — RELATIONS FONDAMENTALES DANS LE CAS D'UN RÉGIME PERMANENT

La puissance dissipée P dans le thyristor élève la température de la jonction et par suite celle du boîtier (t_j et t_c pour abréger) ; l'équilibre de température étant obtenu, on a par définition de R_{th} :

$$R_{th} = \frac{t_j - t_c}{P} \qquad (^oC/W,\ ^oC,\ W).$$

ou

$$P = \frac{t_j - t_c}{R_{th}}.$$

Pour une température de boîtier maintenue constante par refroidissement, la puissance maximale P_{max} qui peut être dissipée sans détérioration du dispositif correspond à la température t_{jmax} des notices :

$$P_{max} = \frac{t_{jmax} - t_c}{R_{th}}.$$

Les fabricants donnent parfois la résistance thermique jonction-boîtier (*case*) et la résistance thermique jonction-ambiance. On a, dans une notation évidente :

$$R_{jc} + R_{ca} = R_{ja},$$

puisque des résistances thermiques en série s'additionnent.

Par exemple, pour un thyristor 1 A efficace : $R_{ja} = 130$ °C/W ; $R_{jc} = 30$ °C/W ; on en déduit $R_{ca} = R_{ja} - R_{jc} = 130 - 30 = 100$ °C/W.

Connaissant la puissance maximale dissipable à $t_a = 25$ °C, $P_{max} = 500$ mW, calculons t_{jmax} :

$$t_{jmax} - t_a = R_{ja} P_{max}$$
$$t_{jmax} = 25 + 130 \cdot 0{,}5 = 90 \text{ °C}.$$

3. — MESURE DE LA RÉSISTANCE THERMIQUE JONCTION-BOITIER R_{jc}

On mesure la puissance P_1 dissipée dans un premier état d'équilibre thermique t_j, t_{c1}.

On recommence avec une seconde puissance $P_2 > P_1$, pour la même température t_j, et la température du boîtier devient $t_{c2} > t_{c1}$.

On reconnaît la constance de t_j à celle de la chute anode-cathode V_T pour un courant direct donné.

On a, par définition de R_{jc} :

$$R_{jc} P_1 = t_j - t_{c1} \quad ; \quad R_{jc} P_2 = t_j - t_{c2}.$$

D'où :

$$R_{jc} = \frac{t_{c2} - t_{c1}}{P_1 - P_2}.$$

V_T est mesurée pendant des interruptions de fourniture de P_1 et P_2, de durées négligeables devant les durées de fourniture ; on évite ainsi les fluctuations de t_j (voir *Norme* pour le schéma de montage).

4. — PROCÉDÉS DE REFROIDISSEMENT

Les thyristors doivent être refroidis avec plus de soin que les diodes car les pertes y sont plus grandes (chute directe plus élevée, pertes de commutation...) ; en outre, il peut s'y produire des élévations de température *localisées* à une petite surface de la jonction de commande, en commutation ou lorsqu'il existe un courant important de gâchette.

Classons les procédés de refroidissement dans l'ordre des puissances croissantes :

— **Refroidissement par le boîtier.** Il convient pour les plus faibles puissances. La chaleur due aux pertes est dissipée dans l'air ambiant par convection et par rayonnement du boîtier ; on augmente le rayonnement en peignant le boîtier en noir.

— **Refroidissement par radiateur fixé sur chaque thyristor.** Ces radiateurs sont en général en aluminium et à ailettes multiples. Le refroidissement s'obtient : par *convection naturelle* lorsque le volume d'air n'est pas limité ; par *ventilation forcée* lorsque les thyristors sont dans une enceinte de volume restreint ou si l'on veut réaliser un montage compact. La ventilation forcée accélère considérablement les transferts de chaleur par convection.

— **Refroidissement par des liquides (eau, huiles...).** Il est réservé aux cas de fortes puissances. Le liquide dissipe la chaleur dans des radiateurs fixés sur les thyristors ou dans un radiateur situé à quelque distance. Certaines installations s'inspirent de la technique des transformateurs : les thyristors et leurs radiateurs sont immergés dans une cuve à huile.

Le calcul d'un système de refroidissement est un problème délicat ; bien qu'on le simplifie en utilisant des formules pratiques et des abaques, ce calcul reste, dans la plupart des cas, un travail de spécialiste (1).

B — Protection des thyristors contre les surtensions et les surintensités

Cette protection s'apparente à celle des diodes et a posé au début des problèmes délicats.

I. — TENSIONS MAXIMALES ADMISSIBLES

La norme « thyristors » distingue :

— les tensions *répétitives* qui sont habituellement des fonctions du circuit et accroissent la puissance dissipée du dispositif ;

— les tensions *transitoires non répétitives* dues habituellement à une cause extérieure et dont l'effet a complètement disparu avant l'arrivée de la tension transitoire suivante.

Ces causes extérieures (foudre, rupture de synchronisme du réseau...) produisent des surtensions de grande énergie, tandis que les circuits provoquent des surtensions parfois importantes mais de faible énergie (ouverture brusque du primaire du transformateur d'alimentation ou d'une charge inductive...).

---

(1) Voir : *Redresseurs et thyristors*, par M. GAUDRY (Dunod édit.).

La Norme définit un certain nombre de tensions pour lesquelles les fabricants indiquent les valeurs à ne pas dépasser :

Pour l'état bloqué :

Tension de crête à l'état bloqué V_{DWM} : valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué qui apparaît aux bornes du thyristor, excluant toutes les tensions transitoires répétitives et non répétitives.

Tension de pointe répétitive à l'état bloqué V_{DRM} : valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué qui apparaît aux bornes du thyristor, incluant toutes les tensions transitoires répétitives, mais excluant toutes les tensions transitoires non répétitives.

Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué V_{DSM} : valeur instantanée la plus élevée d'une quelconque tension transitoire non répétitive qui apparaît à l'état bloqué du thyristor.

Pour l'état inverse : Définitions analogues, en remplaçant *tension à l'état bloqué* par *tension inverse* (et $_D$ par $_R$ dans l'indice) pour :

— tension inverse de crête V_{RWM} ;
— tension inverse de pointe répétitive V_{RRM} ;
— tension inverse de pointe non répétitive V_{RSM}.

On a $V_{RWM} < V_{RRM} < V_{RSM}$.

2. — PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS

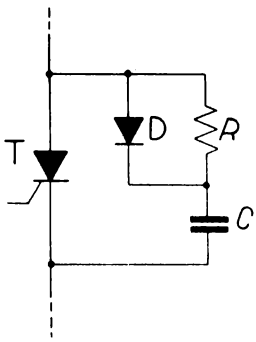
Elle comporte un *surdimensionnement* en tension des thyristors, des *dispositifs écrêteurs*, des *diodes* en parallèle inverse sur les charges inductives.

a) Surdimensionnement.

On appelle *coefficient de surdimensionnement* le rapport entre la tension inverse de pointe non répétitive admissible et la tension inverse de crête réellement appliquée au thyristor dans le dispositif.

Les constructeurs adoptent généralement une valeur voisine de 2.

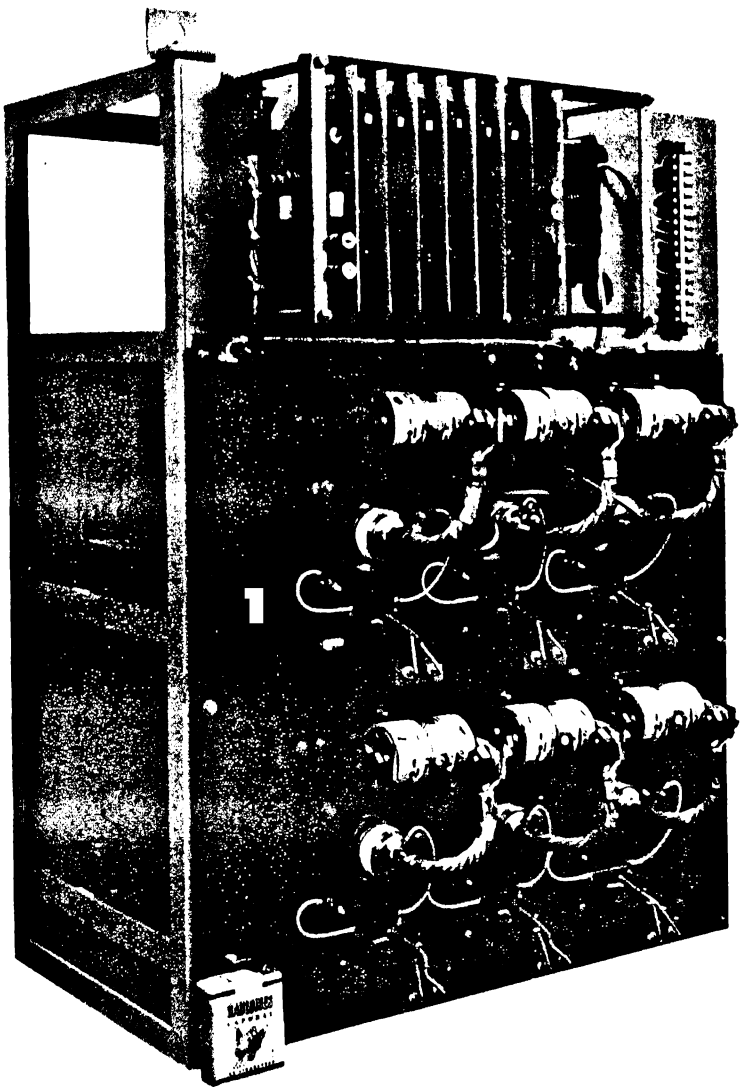
b) Dispositifs écrêteurs.



On a utilisé des résistances non linéaires, des diodes Zéner..., mais il semble qu'actuellement l'emploi d'un condensateur en série avec une résistance s'est généralisé (fig. B-1) ; ce circuit est branché entre anode et cathode et absorbe l'énergie lors d'une surtension. Notons qu'il diminue non seulement la tension appliquée au thyristor, mais aussi le taux de croissance $\frac{dv}{dt}$, ce qui évite des amorçages intempestifs (Pb 1, p. 85).

FIG. B-1. — **Réseau RC de protection.** La diode D court-circuite R dans le cas d'une tension d'anode positive, ce qui permet une meilleure protection par le condensateur, véritable court-circuit temporaire.

La résistance R limite le courant de décharge de C lors de l'amorçage du thyristor ; elle doit être de quelques dizaines d'ohms et la constante de temps RC de quelques dizaines de microsecondes. Par exemple, si l'on adopte $R = 50$ ohms et $RC = 50$ µs, C devra être de l'ordre de 1 µF. Pour les thyristors de puissance, les valeurs courantes sont de 10 à 30 ohms pour R, de 0,47 à 1 µF pour C.



Cliché Alsthom.

Redresseur à thyristors 250 A — 350 V pour alimentation d'un moteur de 100 ch. Vue de face montrant le pont redresseur et le dispositif de commande.

c) **Diode en parallèle inverse avec une charge inductive.**

Elle permet l'écoulement de l'énergie emmagasinée par l'inductance lors du blocage des thyristors et leur évite ainsi une surtension.

3. — INTENSITÉS MAXIMALES ADMISSIBLES

La Norme définit :

— le courant continu permanent à l'état passant I_{TPM} ;

— le courant moyen à l'état passant I_{FAV} ou I_O, valeur moyenne calculée sur la période complète ;

— le courant efficace à l'état passant $I_{F\,EFF}$ ou I_F, valeur efficace du courant à l'état passant pour la période complète ;

— le courant de pointe répétitif à l'état passant I_{TRM} : valeur de pointe du courant à l'état passant incluant tous les courants transitoires répétitifs ;

— le courant non répétitif de surcharge à l'état passant I_{TSM} : courant à l'état passant qui peut entraîner une température virtuelle de jonction supérieure à la normale mais qui est présumé se présenter accidentellement un nombre limité de fois pendant la durée de vie en service et être la conséquence de conditions inhabituelles de circuits (par exemple « court-circuit »).

On a : $$I_{FAV} < I_{F\,EFF} < I_{TRM} < I_{TSM}.$$

Les constructeurs indiquent les valeurs à ne pas dépasser, à une température de jonction donnée ; par exemple, pour un certain type : $I_{F\,EFF}$: 7 A ; I_{TRM} : 40 A ; I_{TSM} (10 millisecondes) : 80 A, à 25 °C.

4. — PROTECTIONS CONTRE LES SURINTENSITÉS

En l'absence de protection, une ou plusieurs des valeurs ci-dessus pourraient être dépassées dans le cas d'un court-circuit ou même à la mise en service lorsque la charge est un moteur ou lorsqu'elle est capacitive.

Les fusibles habituels ne suffisent généralement pas ; ils doivent être rapides, voire ultra-rapides. On peut les disposer sur les phases d'alimentation, mais il est plus sûr de les placer en série avec les thyristors. Pour éviter des fusions trop fréquentes, par exemple dans le cas de surcharges lentes, on surdimensionne les fusibles (réservés alors pour le court-circuit) et on complète la protection par un disjoncteur magnéto-thermique.

D'autres types de protection sont parfois utilisés :

— *court-circuiteurs* disposés en amont du bloc redresseur ;

— *limiteurs* électroniques d'intensité ;

blocage des impulsions de commande lorsque le courant dépasse une valeur fixée ;

— *interruption automatique du courant* lors d'un défaut de fonctionnement du dispositif de refroidissement (ventilateur, pompe) ;

— *inductances de fuite* laissées par construction au transformateur afin de limiter le courant de court-circuit.

La protection des diodes et des thyristors a fait d'énormes progrès ; elle est actuellement au point pour tous les cas usuels d'utilisation de ces semiconducteurs.

C — Thyristors en série

On dispose des thyristors en série lorsque la tension instantanée d'alimentation est supérieure à la tension inverse de crête V_{RWM} que peut supporter un thyristor.

I. — ÉQUILIBRAGE STATIQUE DES TENSIONS DANS LES ÉTATS NON CONDUCTEURS

a) Tension inverse.

La tension inverse applicable à n thyristors en série est théoriquement égale à nV_{RWM}. En réalité, la dispersion des caractéristiques d'un même type rend inégales les tensions supportées par deux thyristors en série (fig. C-1) puisqu'ils sont parcourus par le même courant inverse I_R ; il en est de même dans l'état bloqué (fig. C-1 : même courant I_b).

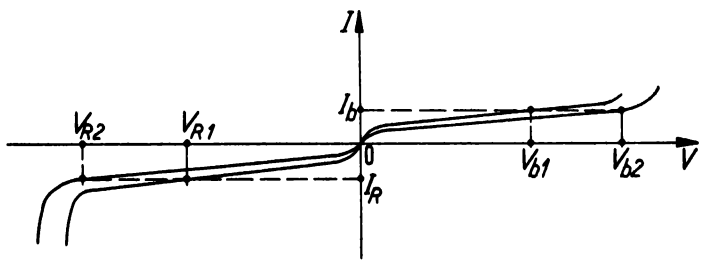


FIG. C-1.

On égalise (approximativement) les tensions supportées en shuntant chaque thyristor par une résistance R_S de plus faible valeur que la résistance R_T d'un thyristor à l'état non conducteur :

— Pour 2 ou 3 thyristors en série, on peut adopter $R_S \approx \frac{R_T}{4}$.

— Pour un plus grand nombre n (> 3), on calcule une valeur maximale de R_S assurant une bonne répartition des tensions. Donnons une idée de ce calcul, en le simplifiant le plus possible.

b) **Calcul du maximum de R_s** (fig. C-2).

Pour simplifier, nous admettrons que :

— Toutes les résistances d'équilibrage R_s sont parfaitement identiques (la tolérance de fabrication est nulle).

— Le thyristor T_1 a un courant inverse nul alors que celui de T_2, ... T_n est maximal : I_{RM}.

T_1 supporte donc la plus grande tension inverse possible pour une tension inverse de crête totale V_m donnée ; lorsque R_s est maximale, T_1 supporte non pas V_{RWM} (§ B), mais aV_{RWM} où a est un coefficient de sécurité inférieur à 1, par exemple $a = 0{,}9$. On a donc :

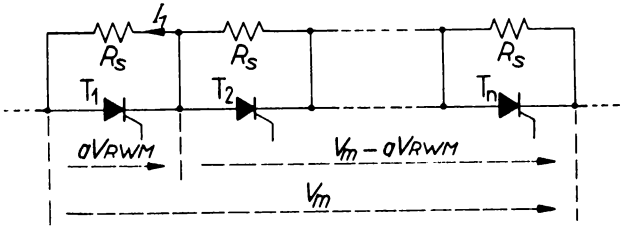


FIG. C-2.

$$I_1 = \frac{aV_{RWM}}{R_{smax}}.$$

Or : $I_1 = I_{RM} + I_2$,

en désignant par I_2 le courant dans la résistance $(n - 1)\ R_s$ soumise à la tension $(V_m - aV_{RWM})$:

$$I_2 = \frac{V_m - aV_{RWM}}{(n-1)\ R_{smax}}.$$

D'où :

$$I_{RM} = I_1 - I_2 = \frac{aV_{RWM}}{R_{smax}} - \frac{V_m - aV_{RWM}}{(n-1)\ R_{smax}}.$$

Réduisons au même dénominateur et simplifions :

$$I_{RM} = \frac{naV_{RWM} - V_m}{(n-1)\ R_{smax}} \quad ; \quad \boxed{R_{smax} = \frac{naV_{RWM} - V_m}{(n-1)\ I_{RM}}}$$

Il faut, bien entendu, que $n > \dfrac{V_m}{aV_{RWM}}$.

On adoptera donc $R_s < R_{smax}$, mais pas trop petite cependant, afin d'éviter des pertes excessives.

REMARQUE. — Lorsqu'on tient compte d'une tolérance $\pm \dfrac{\Delta R_s}{R_s}$, l'expression de R_{smax} est moins simple (Exercice n° 2).

b) **Équilibrage statique des tensions directes à l'état bloqué.**

Le calcul de R_s est identique au précédent ; il suffit de remplacer V_{RWM} par V_{DWM} (tension de crête à l'état bloqué) et I_{RM} par I_{DM} (courant de crête à l'état bloqué) :

$$R_{smax} = \frac{naV_{DWM} - V_m}{(n-1)\ I_{DM}}.$$

La plupart des catalogues indiquent $V_{RWM} = V_{DWM}$ et $I_{RM} = I_{DM}$, de sorte que les deux expressions de R_{smax} donnent la même valeur numérique.

2. — ÉQUILIBRAGE DYNAMIQUE DES TENSIONS DANS LES ÉTATS NON CONDUCTEURS

Lorsqu'on applique une tension à des thyristors en série, le partage de cette tension s'effectue immédiatement suivant les capacités anode-cathode des thyristors, même s'ils sont munis de résistances R_s d'équilibrage statique. Comme ces capacités sont inégales (dispersion), il peut en résulter des surtensions transitoires et des taux de variation $\frac{dv}{dt}$ provoquant des amorçages intempestifs.

On égalise ces tensions transitoires en disposant, aux bornes de chaque thyristor, une capacité de quelques dizaines de nanofarads, très supérieure à la capacité propre des thyristors ; pour éviter la décharge trop rapide de la capacité lors de l'amorçage du thyristor, on lui ajoute une résistance en série (revoir fig. B-1).

Ce circuit *RC* intervient aussi pendant le blocage pour assurer le passage du courant inverse des thyristors les plus lents à se bloquer ; il protège aussi les thyristors les plus lents à s'amorcer. Il est possible de calculer simplement l'ordre de grandeur de C (ex. n° 3).

REMARQUE. — Lorsqu'il est nécessaire d'éviter les pertes dans les résistances d'équilibrage, on remplace les résistances et les capacités par des diodes à avalanche contrôlée ; la tension d'avalanche doit être inférieure à la tension de claquage du thyristor, mais supérieure à la tension de crête récurrente, de façon que ces diodes n'interviennent que dans le cas de surtension.

3. — PROCÉDÉS DE DÉCLENCHEMENTS SIMULTANÉS DE THYRISTORS EN SÉRIE

La simultanéité des amorçages est indispensable, sinon les thyristors les plus lents risquent des dépassements de tension.

Il faut donc que tous les signaux de gâchette proviennent d'une source unique, ce qui est généralement réalisé avec un *transformateur d'impulsions* à autant de secondaires que de thyristors en série.

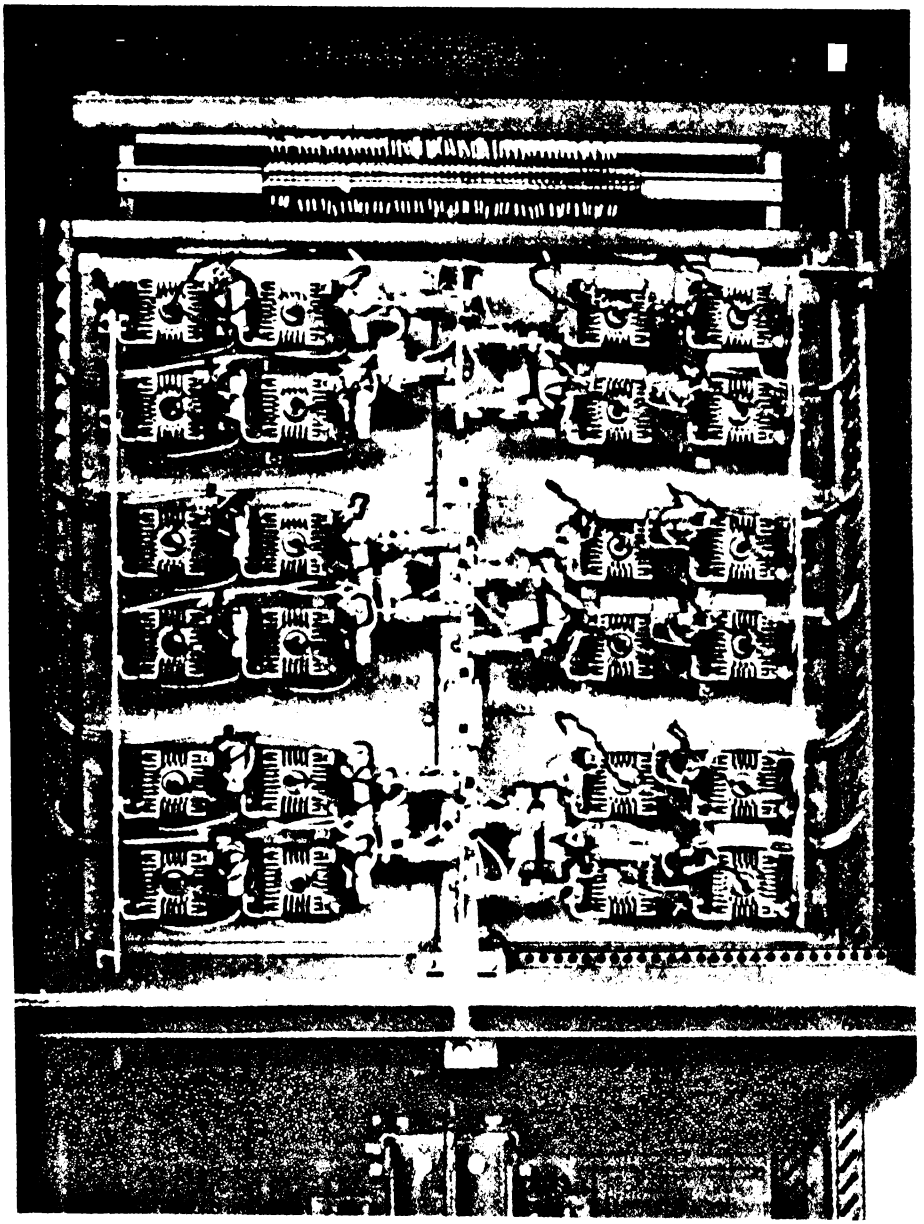
Il faut en outre, pour rendre l'amorçage absolument certain, des impulsions de gâchette :

— de temps de montée très petit (< 1 µs) ;

— de grande amplitude : 2 à 3 fois le courant maximal donné dans les feuilles de caractéristiques (1).

Dans certains cas particuliers, par exemple pour un nombre élevé de thyristors à déclencher simultanément, on utilise une impulsion lumineuse (voir VI, § C : *photothyristor*).

(1) SILEC : *Caractéristiques*, t. III.



Le Matériel Électrique S. W.

Pont de Graëtz triphasé 200 kW.

6 bras de pont ; 4 thyristors par bras (2 en série, 2 séries en parallèle)

D — Thyristors en parallèle

L'association de thyristors en parallèle, en vue d'augmenter la puissance fournie à une charge, est devenue moins fréquente depuis la fabrication de thyristors très puissants, atteignant $I_{eff} = 500$ A par unité.

On ne monte donc en parallèle que des thyristors très puissants et on alimente trois groupes en triphasé pour éviter de déséquilibrer les phases du réseau industriel.

I. — ÉQUILIBRAGE STATIQUE ET DYNAMIQUE DES COURANTS DANS LES THYRISTORS

Examinons les différentes causes d'inégale répartition du courant total, puis comment on y remédie.

a) Déséquilibres dus à la dispersion des caractéristiques directes.

Deux thyristors débitant en parallèle ont la même tension aux bornes ; si leurs caractéristiques courant-tension ne sont pas identiques, les courants sont inégaux : $I_2 > I_1$ (fig. D-1). Le thyristor T_2, de plus faible chute à courant égal, est celui qui débite le plus et s'échauffe le plus, ce qui peut augmenter le déséquilibre.

Remèdes :

— On réduit la plage de dispersion des chutes directes par un tri des thyristors.

Par exemple, un fabricant (1) indique pour ses thyristors 235 A (eff), la chute V_{TM} pour un courant donné :

Si $V_{TM} < 1$ volt, ou $V_{TM} > 1{,}5$ volt, les thyristors ne conviennent pas à la mise en parallèle.

Si 1 volt $< V_{TM} <$ 1,25 volt (thyristors repérés par un point rouge) et si 1,26 volt $< V_{TM} <$ 1,5 volt (repérage : point vert), les thyristors conviennent à la mise en parallèle. La plage de dispersion de la chute directe a été réduite à 0,25 volt.

— Mise en série avec chaque thyristor d'une petite résistance r (fig. D-2). Les caractéristiques de chute directe des dérivations deviennent T'_1 et T'_2 (fig. D-1) : on constate que

$$I'_2 - I_1 < I_2 - I_1,$$

le déséquilibre a diminué au prix d'une chute accrue (Pb 5, p. 87).

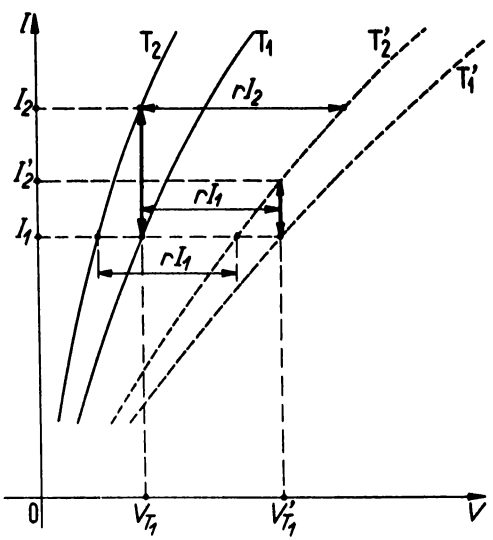


FIG. D-1. — Caractéristiques T_1, T_2 des thyristors, puis T'_1, T'_2 avec résistances d'équilibrage r. Construction : $V'_{T1} = V_{T1} + rI$.

(1) SILEC.

— Montage des thyristors en parallèle sur un radiateur commun.

Le thyristor qui débite le plus est celui qui s'échauffe le plus ; le déséquilibre peut être augmenté et la température maximale de jonction dépassée. On y remédie en montant les thyristors sur un même échangeur de chaleur qui égalise leurs températures.

b) Déséquilibres dus au montage mécanique et aux connexions.

Les résistances correspondantes peuvent ne pas être négligeables ; on les égalise par une disposition symétrique (fig. D-2 : le courant total I arrive d'un côté mais repart de l'autre...).

En outre, cette symétrie uniformise les inductances L des branches, ainsi que leurs inductances mutuelles M qui interviennent pendant l'amorçage et le désamorçage.

c) Résultats obtenus.

Avec les précautions indiquées, le déséquilibre est inférieur à ± 10 %. Par exemple, pour $I = 600$ ampères et $n = 3$ thyristors en parallèle (fig. D-2), on aurait $I_1 = I_2 = I_3 = \frac{I}{3} = 200$ ampères pour un équilibrage parfait ; en pratique, I_1, I_2, I_3 seront compris dans l'intervalle $200 \pm 200 \cdot 0{,}10$, donc entre 180 et 220 ampères.

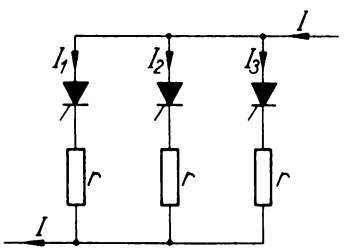


FIG. D-2. — **Résistances d'équilibrage et disposition symétrique du montage.**

2. — DÉCLENCHEMENTS SIMULTANÉS DE THYRISTORS EN PARALLÈLE

Si, par suite d'impulsions d'amplitude insuffisante ou à temps de montée trop grand, l'un des thyristors s'amorce avant les autres, il réduit leurs tensions anode-cathode à sa propre chute directe, rendant leur amorçage plus difficile, voire impossible.

Les thyristors les plus lents pourraient rester bloqués, tandis que les plus rapides seraient surchargés.

Les exigences de commande de thyristors en parallèle sont les mêmes que pour des thyristors en série (§ C) ; les impulsions de commande doivent être :

— de même origine (transformateur d'impulsions à n secondaires) ;

— d'amplitude la plus grande possible que supporte la gâchette ;

— à front raide (temps de montée < 1 µs).

EXERCICES DU CHAPITRE V

1. Un thyristor est protégé par un circuit RC série, avec une diode D en parallèle sur R pour court-circuiter cette résistance lorsque la tension entre anode et cathode est positive (fig. B-1). La charge étant une résistance pure R_L, on applique à l'instant $t = 0$ une tension d'alimentation constante E, positive.

1° Sachant que la capacité propre du thyristor est négligeable devant C, établir l'équation différentielle de la tension $v(t)$ aux bornes du thyristor.

2° Exprimer, en fonction de E, R_L et C, le taux maximal $\left(\frac{dv}{dt}\right)_M$ de variation de v.

Application numérique : $E = 480$ volts ; $R_L = 50$ ohms ; $C = 0{,}32$ µF : calculer $\left(\frac{dv}{dt}\right)_M$.

3° Le condensateur C étant complètement chargé, une impulsion de commande commute le thyristor de l'état bloqué à l'état passant : calculer une limite supérieure de l'intensité instantanée du courant de décharge de C à travers le thyristor, sachant que $R = 22$ ohms.

Réponses : 1° $R_L C \frac{dv}{dt} + v = E$.

2° $\left(\frac{dv}{dt}\right)_M = \left(\frac{dv}{dt}\right)_0 = \frac{E}{R_L C} = 30$ **V/µs.**

3° 21,8 A.

2. n thyristors de même type sont en série, chacun d'eux étant muni d'une résistance d'équilibrage statique R_s en parallèle. On se propose de calculer une valeur $R_{s\,max}$ de R_s, connaissant : la tension inverse de crête V_{RWM} (tension instantanée maximale applicable aux bornes de chaque thyristor) ; le courant inverse de crête I_{RM} (maximal) ; la tension inverse maximale V_m appliquée par le montage à l'ensemble des thyristors ; la tolérance $\alpha = \left|\frac{\Delta R_s}{R_s}\right|$ sur les résistances employées.

1° Tracer le schéma dans le cas le plus défavorable pour calculer $R_{s\,max}$ aux bornes du thyristor T_1.

2° Établir l'expression de $R_{s\,max}$.

3° Que devient cette expression lorsqu'on impose à la tension inverse de ne pas dépasser aV_{RWM}, a étant un facteur inférieur à 1 ?

Utiliser cette dernière expression pour l'application numérique : $n = 5$; $a = 0{,}90$; $\alpha = 5\,\%$; $V_{RWM} = 600$ volts ; $V_m = 2\,400$ volts. Calculer $R_{s\,max}$.

Que trouverait-on pour $\alpha = 0$ et quel serait l'avantage ?

Réponses : 1° $(1 + \alpha)$ $R_{s\,max}$ **aux bornes de** T_1, $(1 - \alpha)$ $R_{s\,max}$ **pour** T_2, ..., T_n. $I_R = 0$ **pour** T_1 ; I_{RM} **dans tous les autres.**

2° $R_{s\,max} = \frac{1}{I_{RM}} \left[\frac{V_{RWM}}{1 + \alpha} - \frac{V_m - V_{RWM}}{(n-1)(1-\alpha)}\right]$.

3° Remplacer V_{RWM} **par** aV_{RWM}.

4° $R_{s\,max} = 8{,}3$ **kΩ ;** $R_{s\,max} = 25$ **kΩ (dissipation moindre).**

3. n thyristors sont disposés en série, chacun en parallèle avec un circuit RC série de protection ; R est shuntée par une diode lorsque la tension entre anode et cathode est positive (fig. B-1).

Ces thyristors sont en série avec une résistance de charge R_L et un générateur de tension constante E. On applique des impulsions de commande simultanées aux n gâchettes à l'instant $t = 0$.

Pour déterminer l'ordre de grandeur de C, on se place dans les conditions les plus défavorables pour le thyristor le plus lent T_1, qui n'a pas encore commuté alors que tous les autres sont devenus conducteurs en un temps supposé nul. On désigne par t_0 le temps d'amorçage de T_1 et on se donne V_{max}, tension maximale admissible pour les thyristors de ce type, dans l'état bloqué.

1° Quel est, pour le générateur, le schéma équivalent au montage, entre les instants 0 et t_0 lorsqu'on suppose le courant à l'état bloqué nul dans T_1 ? Quelle est la tension aux bornes de C à l'instant 0 ?

2° Établir l'équation différentielle de la tension $v(t)$ aux bornes du condensateur et trouver sa solution.

3° En déduire une valeur minimale de C (qui permettra d'adopter une valeur raisonnable, compte tenu du fait qu'une capacité trop grande endommagerait le thyristor en s'y déchargeant lorsqu'il s'amorce).

4° *Application numérique :* $n = 5$; $V_{max} = 1\,000$ volts ; $R_L = 50\ \Omega$; $E = 2\,400$ volts ; $t_0 = 5\ \mu s$; calculer C_{min}.

Réponses : 1° R_L **et** C **en série ;** $\frac{E}{n}$.

2° $v = E\left(1 - \frac{n-1}{n}\, e^{-\frac{t}{R_L C}}\right)$.

3° $C_{min} = \frac{t_0}{R_L \ln\left(\frac{n-1}{n}\,\frac{E}{E - V_{max}}\right)}$.

4° 0,32 μF.

4. Mêmes questions qu'au problème précédent, mais en remplaçant la tension v par la surtension u $\left(u = v - \frac{E}{n}\right)$, et V_{max} par $U_{max} = 520$ volts.

Réponses : 2° $R_L \frac{du}{dt} + u = \frac{n-1}{n} E$; $u = \frac{n-1}{n} E\left(1 - e^{-\frac{t}{R_L C}}\right)$.

3° $C = \frac{t_0}{R_L \ln \frac{(n-1)E}{(n-1)E - n U_{max}}}$.

4° 0,32 μF.

5. Un montage redresseur triphasé comporte par phase 2 thyristors T_1 et T_2 en parallèle, du type $I_{eff} = 235$ A. Ces thyristors débitent, pendant un tiers de chaque période (réglage de phase sur charge R, L), des courants rectangulaires.

1° Quel est le courant moyen maximal I_{moy} d'un thyristor ? (Ce résultat sera donné avec 3 chiffres significatifs.) Quelle serait l'intensité continue maximale I_{Cmax} dans la charge si T_1 et T_2 étaient identiques et utilisés au maximum de leurs possibilités ?

2° En réalité, T_1 présente une chute moindre que T_2 : quels sont les courants I_1 de T_1, I_2 de T_2, pendant leurs débits, sachant que T_1 est utilisé au maximum de ses possibilités et que le courant continu dans la charge est $I_C = 780$ A ?

Les courants I_C, I_1, I_2 conservent leurs valeurs dans les questions suivantes.

3° Calculer la valeur commune r des deux résistances à placer en série, l'une avec T_1, l'autre avec T_2 pour obtenir le partage ci-dessus, sachant que les chutes directes sont alors $V_{T1} = 1{,}04$ volt pour T_1 et $V_{T2} = 1{,}24$ volt pour T_2.

4° Calculer : la puissance dissipée dans T_1 et T_2 ; la puissance dissipée dans les résistances r.

Réponses : 1° $I_{moy} = \dfrac{I_{eff}}{\sqrt{3}} = 136$ **A ;** $I_{Cmax} = 816$ **A.**

2° $I_1 = 408$ **A ;** $I_2 = 372$ **A.**

3° $r = \dfrac{V_{T2} - V_{T1}}{I_1 - I_2} = 5{,}56$ **m**$\Omega \approx 5{,}6$ **m**Ω.

4° 295 W ; 565 W.

6. La valeur limite de la tension de crête à l'état bloqué d'un thyristor est $V_{DWM} = 500$ volts. Pour déterminer la vitesse de croissance critique $\left(\dfrac{dv}{dt}\right)_c$, on dispose un condensateur $C = 0{,}50$ µF entre l'anode et la cathode et une résistance variable R_L en série dans l'anode ; la gâchette est débranchée et le boîtier porté à la température maximale de la jonction (conditions les plus défavorables pour la tenue dn $\dfrac{dv}{dt}$). On applique à l'ensemble la tension continue constante $E = 500$ volts à l'instant $t = 0$: le thyristor ne s'amorce que si $R_L < 12{,}6$ ohms.

1° $R_L > 12{,}6\ \Omega$ (pas d'amorçage). Exprimer en fonction de E, R_L, C :

a) La vitesse de croissance $\dfrac{dv}{dt}$ à un instant quelconque.

b) La vitesse de croissance moyenne $\left(\dfrac{dv}{dt}\right)_{moy}$ entre les instants 0 et $t_0 = R_L C$.

2° La vitesse critique de croissance $\left(\dfrac{dv}{dt}\right)_c$ est la valeur minimale de $\left(\dfrac{dv}{dt}\right)_{moy}$ qui provoque l'amorçage : calculer sa valeur numérique.

3° On utilise ce thyristor avec une résistance de charge $R_L = 20\ \Omega$ et on le protège contre les surtensions par réseau RC et diode (fig. B-1, p. 76). Sachant que la valeur maximale des surtensions possibles est $V_{max} = 400$ volts, calculer :

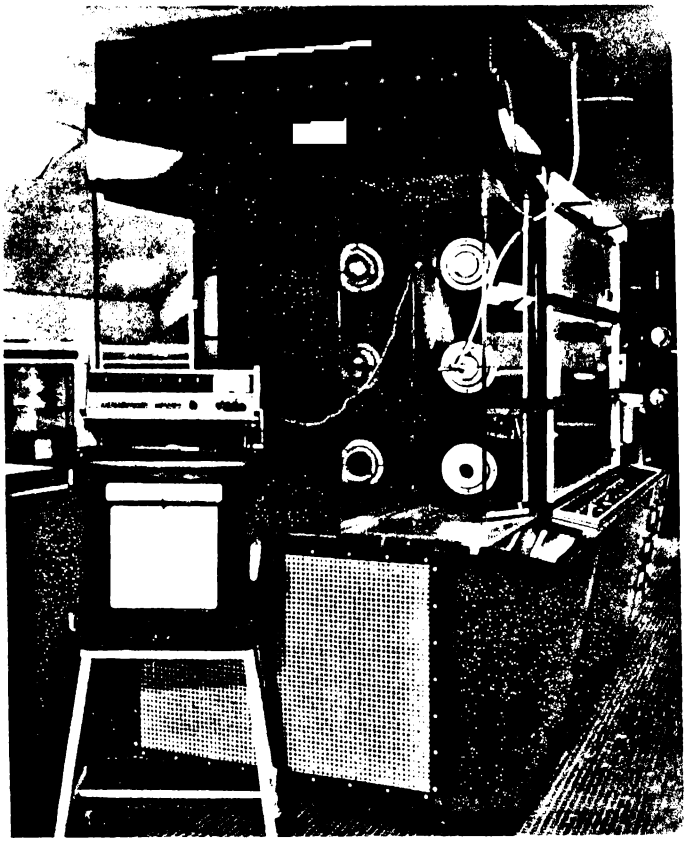
a) La valeur minimale de C à utiliser pour éviter l'amorçage par $\dfrac{dv}{dt}$.

b) La valeur minimale correspondante de R pour que l'intensité instantanée du courant de décharge de C, lors de l'amorçage par la gâchette, ne dépasse pas 16 A.

Réponses : 1° $\dfrac{dv}{dt} = \dfrac{E}{R_L C} e^{\frac{-t}{R_L C}}$; $\left(\dfrac{dv}{dt}\right)_{moy} = \dfrac{0{,}63\ E}{R_L C}$;

2° 50 V/µs.

3° 0,25 µF **; 25** Ω.



Four de diffusion à trois étages (Usine de Villejuif).

Cliché A.B.C.-SILEC.

VI — AUTRES TYPES DE SOUPAPES CONTRÔLÉES

Des semiconducteurs à plusieurs couches P et N alternées, de structures plus complexes que le thyristor classique, le remplacent avantageusement dans certains rôles ou étendent son domaine d'application :

— Le **TRIAC** (**tri**ode **a**lternating **c**urrent) est un contacteur statique bidirectionnel à une seule gâchette ; équivalent à deux thyristors en parallèle inverse,

il a pour avantages : simplification des circuits de commande, économie sur le nombre des composants dans les circuits, accroissement de la fiabilité (§ A).

— Le **thyristor à blocage par la gâchette** (1) s'amorce, comme le thyristor classique, par une impulsion positive de gâchette et, en outre, se bloque par une impulsion *négative* ; c'est donc un contacteur statique complet à commande par gâchette (§ B).

— Le **photothyristor** s'amorce sous l'action de la lumière (§ C).

— Le **thyristor à gâchette amplificatrice** (ou **Darlistor**) possède un thyristor de commande intégré sur la même plaquette que le thyristor principal : il se comporte comme un thyristor rapide de puissance, à **hautes performances** (§ D).

A — Triac

I. — CONSTITUTION (Fig. A-1)

Pour simplifier, nous considérerons le triac comme une structure $P_1N_1P_2N_2$ de thyristor classique dans lequel la borne B_1 serait la cathode (reliée à la couche N_2), la borne B_2 l'anode (reliée à P_1), G la gâchette (reliée à P_2), mais avec les modifications suivantes :

— B_1 est aussi reliée à la couche P_2 ;

— B_2 est aussi reliée à une couche supplémentaire N_4 ;

— G est aussi reliée à une couche supplémentaire N_3.

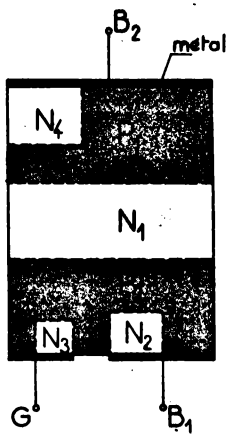


FIG. A-1. — **Structure du triac.** La borne 1 (B_1) est celle qui est située à la même extrémité que la gâchette G.

La structure $P_2N_1P_1N_4$ constitue donc un second thyristor disposé en parallèle inverse avec le thyristor $P_1N_1P_2N_2$.

---

(1) En France, thyristor à GCO (gain de courant à l'ouverture) est un nom déposé par la Société SILEC ; il est connu aux États-Unis sous le nom de *gate turn-off switch* (GTO) (commutateur à blocage par la gâchette) ou *gate controlled switch* (GCS).

La caractéristique tension-courant est symétrique (fig. A-2). Pour abréger, nous appellerons :

— T le thyristor $P_1N_1P_2N_2$ d'anode B_2, de cathode B_1 ;

— T′ le thyristor $P_2N_1P_1N_4$ d'anode B_1, de cathode B_2.

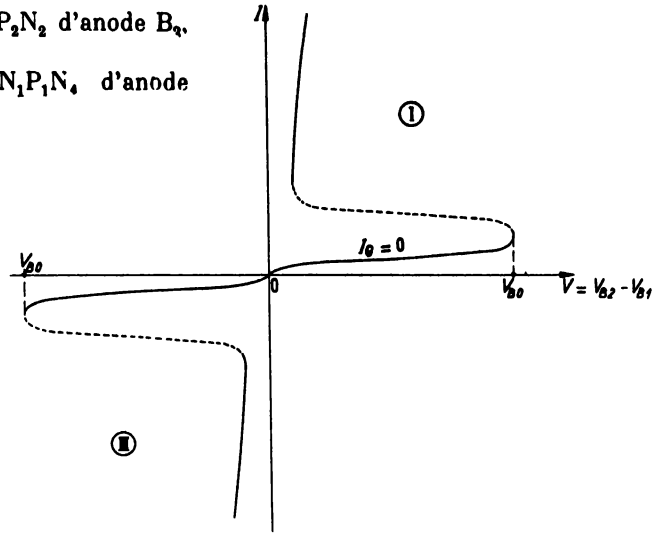
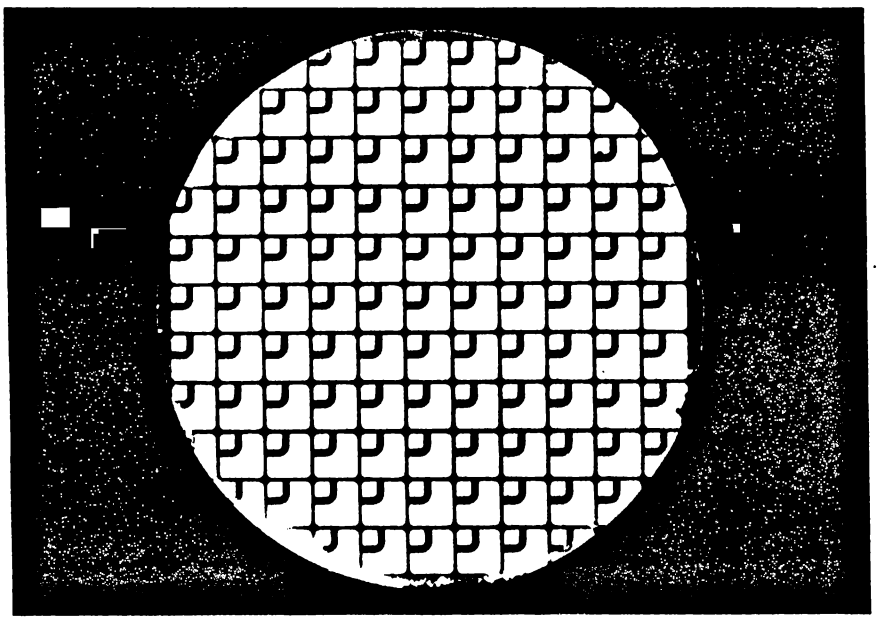


FIG. 2



Cliché A.B.C.-SILEC.

Tranche de triacs.

Épaisseur : 200 à 600 µm ; diamètre : jusqu'à 50 mm.
Diffuser simultanément un grand nombre de triacs abaisse le prix de revient.

2. — AMORÇAGE DE T PAR UNE IMPULSION POSITIVE DE GACHETTE, DE T' PAR UNE IMPULSION NÉGATIVE

Le circuit de commande est connecté entre G et B_1.

a) **$V_{B2} > V_{B1}$: amorçage du thyristor T par une impulsion positive de gâchette** (fig. A-3).

Le thyristor T est sous tension directe ; faisons passer un courant de gâchette positif (entrant par G) : T s'amorce comme le fait un thyristor classique (type P, processus décrit au chapitre I).

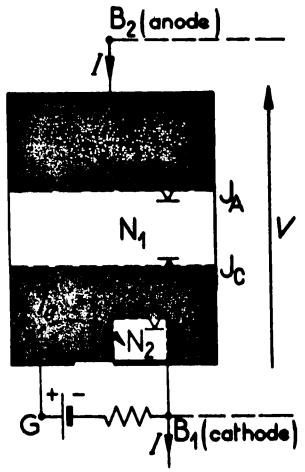


FIG. A-3.

b) **$V_{B1} > V_{B2}$: amorçage du thyristor T' par une impulsion négative de gâchette** (fig. A-4).

Lorsque $V_{B1} > V_{B2}$, le thyristor T est sous tension inverse et T' sous tension directe. Envoyons à la gâchette une impulsion *négative* : T', donc le triac, s'amorce.

Le processus de l'amorçage n'est plus celui d'un thyristor classique, puisque la gâchette n'est pas reliée à l'une des couches formant la jonction de commande J'_C. Le courant de gâchette I_G entre par B_1, traverse la diode P_2N_3 dans le sens direct et provoque l'effondrement de la barrière de potentiel de J'_C.

En effet, la diode P_2N_3 est traversée :

— par des trous, de P_2 vers N_3 ;
— par des électrons, de N_3 vers P_2.

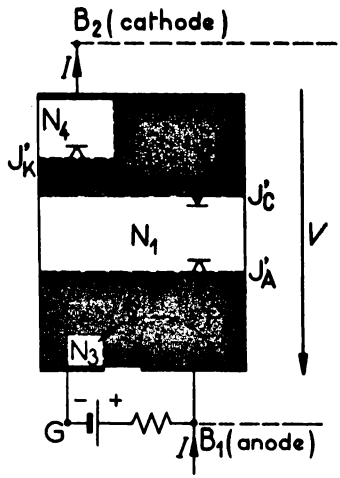
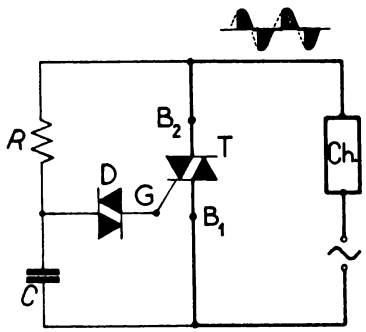


FIG. A-4.

Ces électrons diffusent à travers P_2 jusqu'à la jonction J'_A qui les lance dans N_1 (action connue d'une jonction sur les porteurs minoritaires qui l'abordent) : il en résulte une diminution de la barrière de potentiel de J'_A et par suite l'augmentation du courant de trous de P_2 vers N_1. Or, ce dernier courant est analogue à celui qu'injecterait une gâchette reliée à N_1 : ces trous sont captés par la jonction J'_C, augmentent son courant inverse et amorcent le thyristor T'.

c) **Le triac est un contacteur bidirectionnel** (fig. A-5).

On sait (chap. III) qu'un DIAC donne deux impulsions de sens inverses et déphasées de 180°, par période de la tension d'alimentation.



Dans le montage de la figure A-5 :

— l'impulsion *positive* de gâchette se produit lorsque $V_{B2} > V_{B1}$ et amorce la structure que nous avons nommée thyristor T ;

— l'impulsion *négative* se produit lorsque $V_{B1} > V_{B2}$ et amorce le thyristor T'.

Chaque thyristor se bloque à la fin de son alternance directe, de sorte qu'on obtient dans la charge le même courant qu'avec deux thyristors en parallèle inverse.

FIG. A-5. — **Commande d'un triac par un diac.** (Second symbole du diac : notice p. 123.)

Ces deux modes d'amorçage du triac sont notés :

- I (+), ce qui signifie *quadrant I* des caractéristiques tension-courant (fig. A-2) et impulsion *positive* de gâchette ; on peut aussi utiliser la notation B_2 (+), G (+), ou + +.
- III (—), c'est-à-dire amorçage dans le *quadrant III* par une impulsion *négative* de commande ; ou encore B_2 (—), G (—), ou — —.

3. — LES QUATRE MODES D'AMORÇAGE DU TRIAC

Les deux modes d'amorçage précédents sont ceux dont les processus ont été décrits aux paragraphes 2 *a* et 2 *b* ; ce sont les plus utilisés, mais il en existe deux autres :

— pour $V_{B2} > V_{B1}$, par une impulsion négative de gâchette (mode B_2 +, G — ou I —, ou + —) ;

— pour $V_{B1} > V_{B2}$, par une impulsion positive de gâchette (mode B_2 —, G + ou III +, ou — +).

Ces amorçages s'expliquent par une injection de porteurs — provoquée par I_G — au voisinage de la jonction sous tension inverse et un effondrement de sa barrière de potentiel.

Les oscillogrammes des figures A-6 à A-9 illustrent ces quatre modes d'amorçage.

Dans chaque cliché :

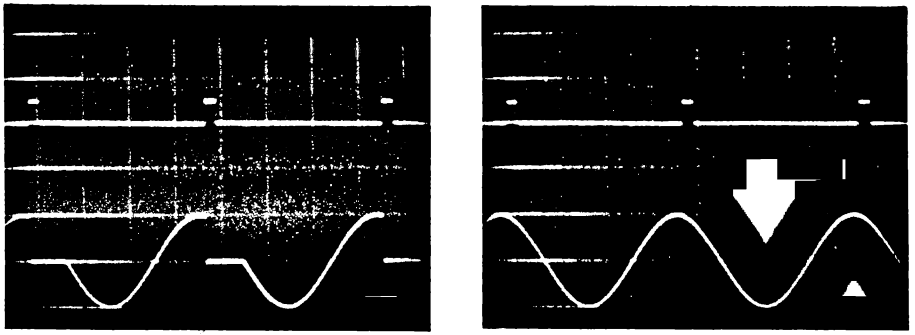
— en haut : l'impulsion de gâchette (5 volts par carreau) ;

— en bas : la tension d'alimentation (de valeur efficace : 117 volts).

Les impulsions utilisées sont d'amplitude minimale : en les diminuant, même de très peu, le triac ne s'amorçait plus.

On constate que le mode d'amorçage I (+) correspond à la plus faible impulsion de gâchette.

Le triac était du type 40 430 RCA.



Clichés de l'auteur.

FIG. A-6. — **Mode d'amorçage I (+)** (ou B_2 +, G +).

A gauche : impulsion minimale d'amorçage.

A droite : impulsion d'amplitude légèrement plus petite (pas d'amorçage).

La courbe du bas est celle de la tension aux bornes du thyristor.

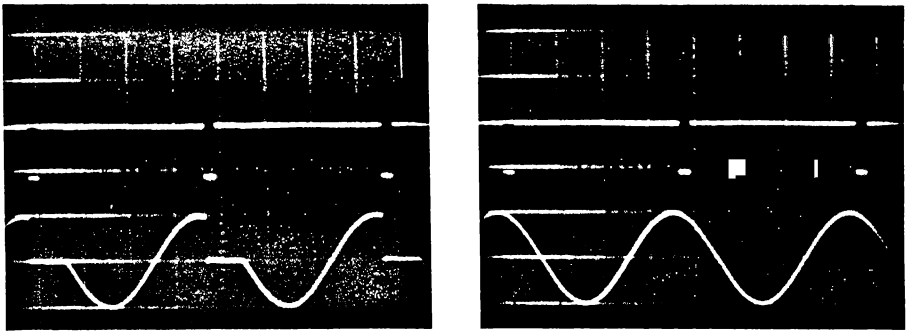


FIG. A-7. — **Mode d'amorçage I** (—) (ou B_2 +, G —).

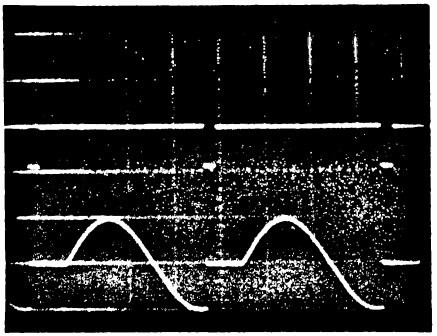


FIG. A-8.
Mode d'amorçage III (—) (ou B_2 —, G —).

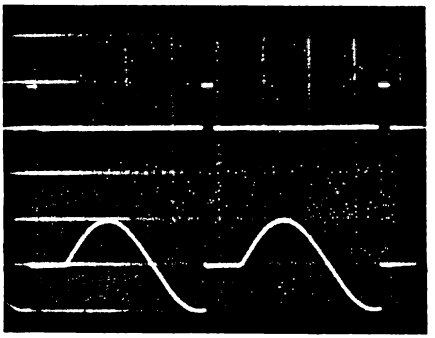


FIG. A-9.
Mode d'amorçage III (+) (ou B_2 —, G +).

4. — PROCÉDÉS DE COMMANDE DES TRIACS

Ils sont analogues à ceux des thyristors et nous en verrons quelques exemples au paragraphe suivant ; le diac et les autres diodes bilatérales à déclenchement sont particulièrement adaptées à la commande des triacs (revoir ch. III).

Notons toutefois deux différences importantes entre le triac et deux thyristors en parallèle-inverse ; le triac possède deux modes d'amorçage de plus (§ 3) et présente, dans chaque sens de conduction, deux vitesses critiques de croissance de la tension :

— la vitesse critique de croissance **à l'état bloqué** dv/dt, déjà rencontrée pour le thyristor (ch. II) ;

— la vitesse critique de croissance **après commutation** $(dv/dt)_c$, qui intervient lorsque la charge est inductive. On sait que le courant se prolonge après l'inversion de la tension alternative d'alimentation et qu'une tension inverse apparaît brutalement à la cessation du courant. L'amorçage est impossible dans le même sens, donc pour un thyristor, mais il est possible pour un triac ; en outre les charges stockées pendant la conduction n'ont pas eu le temps de s'évacuer : $(dv/dt)_c$ est plus petit qu'à l'état bloqué, de l'ordre de 2 à 20 V/µs. Protection (fig. A-10).

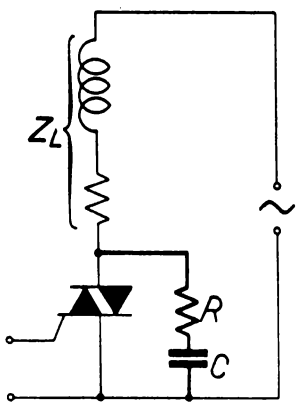


FIG. A-10. — **Charge Z_L inductive :** le circuit RC empêche l'amorçage par $\frac{dv}{dt}$.

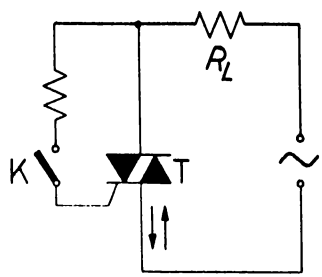


FIG. A-11. — **Exemple de contacteur statique.**
L'interrupteur K, de faible puissance, peut être un interrupteur à contacts dans le vide, un interrupteur à bilame, un transistor.

5. — EXEMPLES D'APPLICATIONS

Elles sont très variées ; nous nous bornerons à quelques exemples.

a) Contacteurs statiques.

Ils permettent d'établir et d'interrompre un important courant alternatif à l'aide d'une commande à courant très faible dans le circuit de gâchette (fig. A-11).

On obtient le verrouillage du contacteur, par exemple avec le montage de la figure A-12 :

— En l'absence d'impulsion de commande, le triac ne s'amorce pas lorsqu'on applique la tension d'alimentation v : en effet, la charge R_L n'est pas traversée par un courant, donc G et B_1 sont au même potentiel, celui de M ; pour la même raison, il n'existe aucun courant dans le circuit RC.

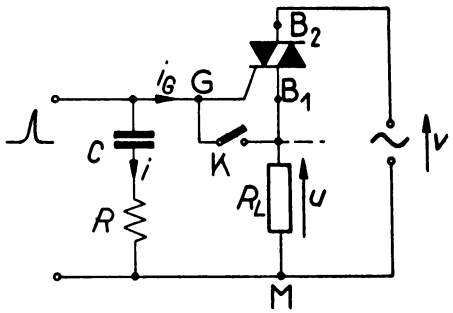


FIG. A-12. — **Contacteur à verrouillage.**

— Amorçons le triac par une impulsion unique d'origine extérieure : il continue de s'amorcer dans un sens puis dans l'autre grâce au circuit RC ; en effet, ce circuit est tel que $\frac{1}{C\omega} \gg R$, de sorte que le courant y est pratiquement en quadrature avec la tension u aux bornes de R_L. Ce courant, qui traverse la gâchette, est donc maximal lorsque u s'inverse (en passant par zéro) et il réamorce le triac.

— La fermeture de K supprime l'impulsion de gâchette et interrompt le courant alternatif dans la charge ; une impulsion extérieure redevient nécessaire.

Notons que, le courant de gâchette étant en quadrature avance sur u, l'impulsion positive de gâchette amorce le triac lorsque u est négative (mode B_2 —, G + ou III +) et l'impulsion négative lorsque u est positive (mode B_2 +. G — ou I —).

b) Redressement d'une alternance ou de l'alternance opposée.

Une charge en série avec un triac est traversée par des alternances de courant d'un certain sens lorsque la gâchette est positive, de sens opposé lorsque la gâchette est négative (fig. A-13) ; ce système a des applications dans les circuits logiques.

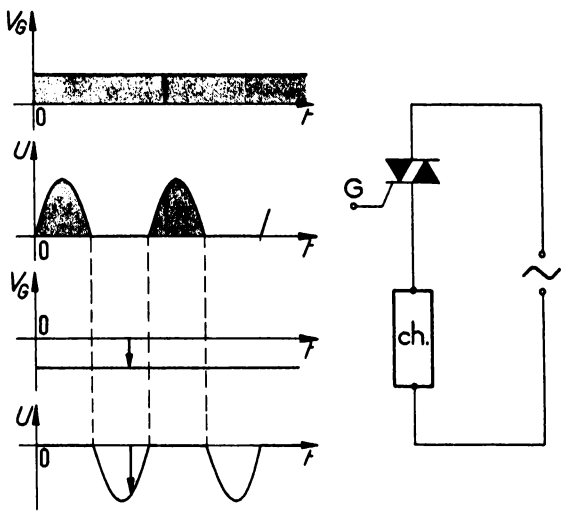


FIG. A-13.
Inversion du sens du courant dans une charge.

Chaque phase d'un redresseur biphasé à triacs fonctionne de la même façon, ce qui est utilisé pour commander le sens de rotation d'un moteur à courant continu en inversant le sens du courant d'induit (fig. A-14).

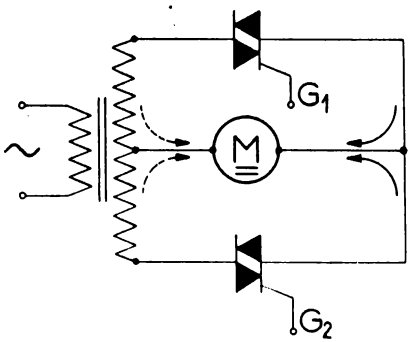


FIG. A-14. — **Inversion du sens de rotation.**
Pour V_{G1} et $V_{G2} > 0$, les courants circulent dans le sens des flèches pleines ; pour V_{G1} et $V_{G2} < 0$, dnas le sens des flèches en pointillés.

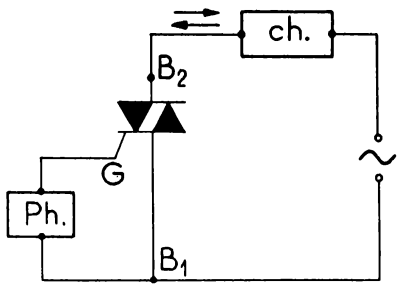


FIG. A-15.
Triac : réglage de puissance en alternatif.
Ph : circuit de commande de la phase de l'amorçage, c'est-à-dire de l'angle de retard.

c) Réglage de phase.

Comme pour un contacteur à thyristors, le réglage de phase procure au triac un angle de retard θ sur les deux alternances, et les montages à triac sont plus économiques.

Le schéma de principe de la commande est celui de la figure A-15. La figure A-5 a montré une commande par diac ; au diac on peut substituer les autres éléments bidirectionnels de déclenchement (ch. III).

Ce circuit peut être amélioré pour obtenir un réglage plus stable, plus étendu et pour le cas des charges inductives.

Applications: graduateurs de lumière, graduateurs de puissance, variateurs de vitesse de moteurs....

d) Autres applications.

Les triacs servent à alimenter, à partir du secteur alternatif, les moteurs universels et les moteurs d'induction ; ils peuvent remplacer dans de nombreuses applications deux thyristors en parallèle inverse avec l'économie d'un élément, d'un radiateur, d'un circuit de déclenchement (clignoteurs, commande de la température de fours, machines à souder...).

Le triac est omniprésent dans la vie quotidienne, par exemple dans l'électroménager : graduateurs de lumière, couvertures chauffantes à plusieurs allures de chauffe, alimentations en bitension (aspirateurs...), machines à laver, chaudières à mazout ou à gaz (sécurités, commande de brûleur), climatisation, petits moteurs d'outillages...

Il existe une grande variété de triacs dont les courants efficaces s'échelonnent d'une fraction d'ampère à 200 ampères et plus, pour des tensions inverses dépassant 1 000 volts (exemples de notices en fin de volume).

6. — TRIACS DE GRANDE DIFFUSION ; GLASSIVATION

Le triac est le plus complexe des dispositifs à semiconducteurs et, de ce fait, offre des possibilités de développement dans des directions très diverses. Les derniers développements concernent les triacs de puissance, les triacs rapides, les triacs de grande diffusion.

Ces derniers, du domaine « grand public », équipent en particulier les appareils électro-ménagers ; ils doivent être *bon marché* et d'un emploi facile et sûr. Pour diminuer leur prix :

— on réduit le nombre des opérations de fabrication et on les mène le plus loin possible sur tranche (p. 90) : on ne la fragmente en triacs qu'après décapage, passivation et réalisation des contacts ;

— on remplace le revêtement de résines et l'encapsulation étanche par la glassivation (1) et l'encapsulation plastique.

La glassivation consiste à protéger les surfaces libres des jonctions par un verre spécial qui adhère très fortement au silicium.

Elle accroît la fiabilité, simplifie les dernières opérations de fabrication et rend inutiles les boîtiers étanches (verre, céramique) : on utilise des boîtiers plastiques non étanches, mais légers, faciles à adapter et très économiques.

B — Thyristor à blocage par la gâchette

1. — DÉPLACEMENT DU POINT DE FONCTIONNEMENT DANS LE DIAGRAMME TENSION-COURANT A L'AMORÇAGE ET AU BLOCAGE (fig. B-1)

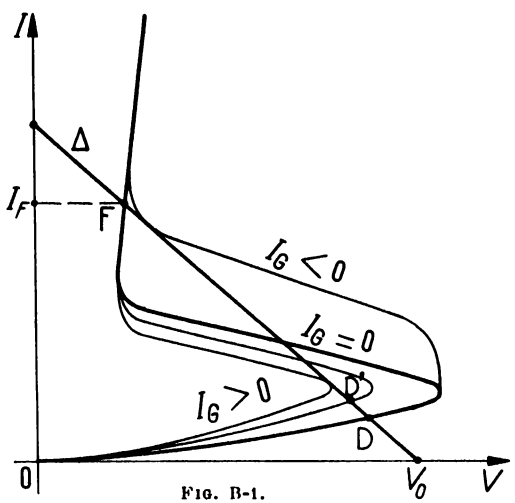


FIG. B-1.

(1) Brevet SILEC.

Soit Δ la droite de charge, d'équation

$$V = V_0 - R_L I \qquad (1)$$

où V_0 est la tension d'alimentation, V la tension entre anode et cathode du thyristor, R_L la résistance de charge parcourue par le courant I.

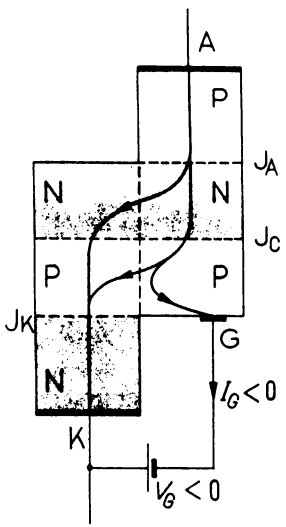
En l'absence de courant de gâchette I_G, le thyristor fonctionne au point D (état bloqué).

a) **Amorçage.**

Un courant de gâchette *positif* déplace la caractéristique tension-courant vers la gauche et fait passer le point de fonctionnement en D'. Pour un courant I_G un peu plus grand, la caractéristique tension-courant devient tangente à Δ et le point de fonctionnement saute en F, seul point d'intersection de Δ et de la caractéristique : le thyristor a basculé de l'état bloqué à l'état conducteur (amorçage).

b) **Blocage.**

Un courant de gâchette *négatif* déplace au contraire la caractéristique vers la droite ; si I_G est suffisant, cette caractéristique est tangente à Δ et I_F est alors pratiquement le courant de maintien : pour un courant I_G supérieur au précédent, Δ ne coupe plus la caractéristique qu'au point D : le point de fonctionnement saute de F en D ; le thyristor a été bloqué.



En d'autres termes, le blocage consiste à dériver dans la gâchette une partie du courant d'une branche de la boucle de réaction des deux transistors imbriqués (ch. I) et qui sont saturés (fig. B-2) ; le blocage est réalisé lorsque le gain de boucle devient inférieur à 1.

Dans un thyristor classique, produire dans la gâchette un courant négatif suffisant pour le blocage dépasse les possibilités de cette électrode : un thyristor à blocage par la gâchette exige une construction particulière.

FIG. B-2. — Le courant de blocage I_G diminue le courant reçu par la jonction J_K.

2. — LE BLOCAGE PAR LA GACHETTE DÉPEND DES GAINS, VARIABLES AVEC L'INTENSITÉ, DES DEUX TRANSISTORS IMBRIQUÉS

Nous avons noté α le gain du transistor PNP, α' celui du transistor NPN (ch. I) ; lorsque ces transistors ne sont pas saturés, on a la relation (n° 2, ch. I) :

$$I_D = \frac{I_{RC} + \alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')}, \qquad (2)$$

où I_D est le courant du thyristor et I_{RC} le courant inverse de la jonction de commande (jonction médiane) J_C.

Or, l'intensité $I_G < 0$ qui assure le blocage est celle qui ramène les transistors juste à la limite de saturation ; pour cette limite, J_c, jonction de collecteur des deux transistors, est sous tension nulle ; son courant inverse I_{RC} est donc nul et la relation (2) se simplifie :

$$I_D = \frac{\alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')} = \frac{-\alpha' |I_G|}{1 - (\alpha + \alpha')} = \frac{\alpha' |I_G|}{(\alpha + \alpha') - 1}.$$

Bien entendu, la notation I_D, réservée au courant à l'état bloqué, se confond dans ce cas avec I_F, courant après amorçage qu'il faut interrompre.

On appelle *gain en courant à l'ouverture* (G_{CO}) le rapport $\frac{I_D}{|I_G|}$:

$$\boxed{G_{CO} = \frac{\alpha'}{(\alpha + \alpha') - 1}.} \qquad (3)$$

Un thyristor est d'autant plus facile à bloquer par la gâchette que son G_{CO} est plus grand. Une technologie spéciale très précise conduit à $G_{CO} = 10$ à 25.

3. — APPLICATIONS

Alimentation par une source continue. C'est dans ce cas que le thyristor à blocage par la gâchette trouve ses applications les plus importantes ; il évite en effet le circuit de blocage du thyristor classique. C'est un *commutateur* utilisé dans des relais, des multivibrateurs, des convertisseurs statiques continu-alternatif ou continu-continu, destinés au réglage de vitesse des moteurs, à divers contrôles de courant (excitation...), à des générateurs de haute tension...

Alimentation en alternatif. On peut obtenir une fraction quelconque d'alternance de sinusoïde, alors que le thyristor classique ne se bloque qu'à la fin de l'alternance ; toutefois cette propriété ne semble pas appliquée pour le moment.

Le marché des thyristors à blocage par la gâchette ne répond pas actuellement aux espoirs des fabricants, mais il est susceptible de développement.

C — Photothyristor

La photoconduction et l'effet photovoltaïque sont étudiés dans *Semiconducteurs*, Première partie, ainsi que les photorésistances et les photodiodes ; le photothyristor peut remplacer avantageusement ces deux dispositifs dans les montages de *détection* (alarme, sécurité...), de *commande* (relais, déclenchements simultanés de thyristors en série...), et dans les *circuits logiques opto-électroniques*.

1. — PRINCIPE

Le photothyristor (1) est construit comme un thyristor classique et en possède les caractéristiques et les propriétés ; en particulier, il est amorçable par sa gâchette.

(1) En anglais : light activated silicon controlled rectifier (LASCR).

En outre, le boîtier est muni d'une fenêtre transparente à la lumière et au proche infrarouge : les photons incidents créent dans le silicium des paires électron-trou. Si le photothyristor est sous tension directe, la jonction de commande J_G est sous tension inverse et happe les porteurs *minoritaires* qui l'abordent pour les projeter de l'autre côté de cette jonction : le courant inverse de J_C est donc augmenté, les gains α et α' des transistors imbriqués augmentent ; pour une énergie incidente suffisante, le photothyristor s'amorce (revoir ch. I, § B 2).

REMARQUE. — De même, au thyristor à deux gâchettes (*silicon controlled switch*, SCS), correspond le LASCS (*l*ight *a*ctivated *s*ilicon *c*ontrolled *s*witch).
Les symboles graphiques des deux dispositifs sont ceux de la figure C-1.

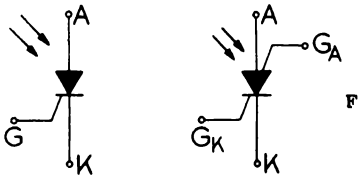


FIG. C-1. — **Photothyristor (LASCR) et photothyristor à deux gâchettes (LASCS).** G_K : gâchette de cathode ; G_A : gâchette d'anode.

2. — SENSIBILITÉ AU RAYONNEMENT

La sensibilité d'un photothyristor augmente avec la longueur d'onde jusque vers 1 µm et décroît ensuite ; il est donc plus sensible au proche infrarouge qu'à la lumière visible et au proche ultraviolet.

Le spectre d'émission d'une lampe à filament de tungstène, sous tension normale, présente un maximum pour une longueur d'onde de l'ordre de 1 à 1,2 µm et convient donc bien pour la commande d'un photothyristor.

L'éclairement minimal provoquant l'amorçage est de l'ordre de quelques milliwatts par centimètre carré.

L'éclairement de la fenêtre d'un photothyristor dépend de l'intensité lumineuse de la lampe et de la distance lampe-thyristor ; on dispose donc de ces deux paramètres pour régler l'éclairement à la valeur convenable. Lorsqu'il est nécessaire d'utiliser une source lumineuse de faible puissance, on peut faire converger la lumière sur la fenêtre à l'aide d'une lentille.

3. — EXEMPLES D'APPLICATIONS

Lorsqu'on utilise l'amorçage par la lumière, la gâchette est réunie à la cathode par une résistance.

a) **Relais à photothyristor** (fig. C-2).

Il y a séparation électrique entre le circuit d'entrée et le circuit de charge.

Si la tension d'alimentation V_0 est *continue*, le relais est verrouillé : après une impulsion lumineuse L, la charge est alimentée jusqu'à la suppression de V_0.

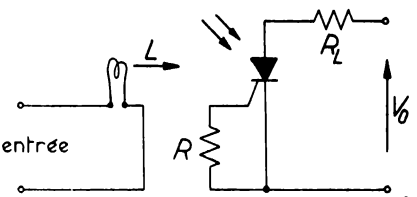


FIG. C-2. — **Relais à photothyristor.** V_0 : tension d'alimentation.

Si V_0 est une tension *alternative*, l'amorçage doit être renouvelé à chaque période (impulsions de commande ou faisceau lumineux constant) ; la charge est parcourue pendant une seule alternance par période.

L'alimentation d'une charge « continue » à partir d'une tension alternative exige un pont de diodes (fig. C-3). Le même montage peut alimenter une charge « alternative » en série avec l'alimentation du pont.

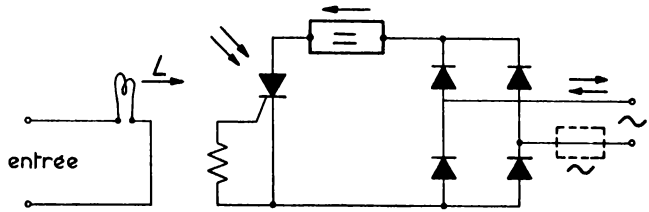


FIG. C-3. — **Relais à deux alternances.**
A droite, en pointillé, position d'une charge traversée par un courant alternatif.

De tels relais peuvent assurer des mises en marche ou des arrêts automatiques (sécurité), compter des objets...

b) **Déclenchement, par photothyristor, d'un thyristor puissant.**

Dans un système d'alarme par interruption d'un faisceau lumineux, on peut utiliser le montage de la figure C-4. Tant que le photothyristor PT est éclairé, la gâchette G et la cathode K du thyristor T présentent une différence de potentiel insuffisante pour amorcer T ; lorsque PT est bloqué, G est alimentée à travers R et T s'amorce.

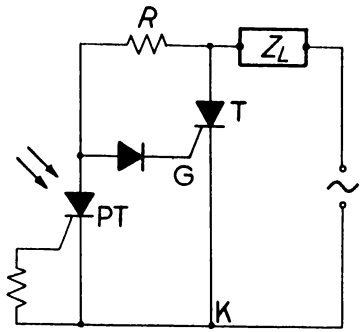


FIG. C-4. — **Relais bloqué par la lumière.**

Notons qu'en disposant PT entre R et G, le relais serait au contraire bloqué en l'absence de lumière.

c) **Déclenchement, par photothyristors, de thyristors en série.**

On dispose des thyristors en série lorsque la tension d'alimentation est supérieure à la tension inverse maximale d'un thyristor. Les déclenchements des thyristors en série doivent être simultanés, sinon des dépassements de tension se produisent sur les plus lents à s'amorcer.

Pour déclencher simultanément des thyristors en série, on peut munir chacun d'eux d'un photothyristor d'amorçage, tous les photothyristors étant déclenchés simultanément par un même faisceau lumineux. (L'amorçage par la lumière est utilisé dans les redresseurs-onduleurs pour le transport de l'énergie en courant continu ; les hautes tensions employées nécessitent la mise en série de plusieurs dizaines de thyristors.)

d) **Autres applications.**

Les photothyristors interviennent dans des relais répondant à des exigences diverses (à simple coup, à largeur d'impulsion de sortie réglable...) en association avec d'autres semiconducteurs comme le transistor unijonction.

D. — Thyristor à gâchette amplificatrice (ou Darlistor)

Il se présente à l'utilisateur comme un thyristor rapide de puissance à hautes performances.

1. — AMÉLIORATION DES THYRISTORS : DIFFICULTÉS ; THYRISTOR AUXILIAIRE DE COMMANDE

L'augmentation de la puissance commandée et de la fréquence (diminution des temps de commutation) a donné les *thyristors rapides de puissance:* intensités dépassant 200 A, tensions blocantes supérieures à 1 000 V, temps d'extinction de l'ordre 20 µs, vitesse critique de croissance du courant d*i*/d*t* de 50 à 100 A/µs.

En contrepartie, on augmente le d*i*/d*t* atteint dans le thyristor, d'où la nécessité d'augmenter le d*i*/d*t* critique : le procédé le plus efficace consiste à utiliser un thyristor auxiliaire de commande.

2. — PRINCIPE DU DARLISTOR (1)

Le darlistor comporte, sur une même pastille de silicium, deux thyristors T_1 et T_2 (fig. D-1) tels que le courant d'anode de T_1 (thyristor de commande) est le courant de gâchette de T_2 (thyristor principal).

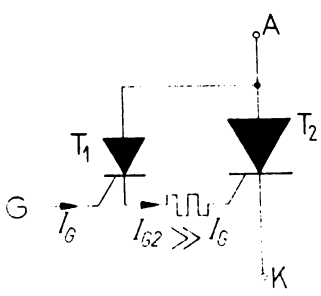


FIG. D-1.

Le thyristor de commande est peu puissant, mais très sensible et à court temps d'amorçage ; au contraire, le thyristor principal est puissant mais peu sensible. C'est pourquoi :

un faible courant de gâchette I_G amorce d'abord T_1 ; la gâchette de T_2 reçoit alors le courant principal de T_1, beaucoup plus grand que I_G. Cette amplification procure à T_2 une *zone primaire d'amorçage* de grande surface, d'où un d*i*/d*t* critique élevé. L'amorçage de T_2 provoque le blocage de T_1.

(1) Nom déposé SILEC. Ce nom rappelle l'analogie avec le montage Darlington de deux transistors (*Semiconducteurs*, 1re partie).

3. — PROCÉDÉS DE COMMANDE

Tous les procédés classiques d'amorçage des thyristors sont valables (ch. III). Notons qu'il ne faut pas profiter de la grande sensibilité du thyristor de commande pour adopter des signaux de commande plus faibles, en amplitude et temps de montée, que ceux des thyristors classiques : on perdrait alors les avantages de l'amplification de gâchette et l'on aurait une dispersion du temps d'amorçage, gênante dans le cas de darlistors en série ou en parallèle.

4. — PERFORMANCE

La vitesse critique de croissance di/dt atteint la valeur considérable de 800 A/s (à 125 °C), les courants efficaces nominaux s'échelonnent de 110 à 315 A, les tensions de 200 à 1 000 V, les fréquences d'utilisation de 50 à 10 000 Hz. (Notice en fin de volume, p. 119 et suiv.)

5. — APPLICATIONS

Le darlistor prolonge la gamme des thyristors rapides dans des équipements variés en électrotechnique, électronique, électrochimie, traction... Ses qualités sont mises en évidence dans deux applications typiques : décharge de ligne à retard pour modulateur de radar ; hacheur de courant continu pour véhicules à traction électrique.

EXERCICES DU CHAPITRE VI

1. Un triac, alimenté par une tension alternative $v = V_m \cos x$ (où $x = \omega t$) est amorcé avec le même angle de retard θ pour les deux alternances de v : exprimer, en fonction de θ et V_m, la tension efficace U_{eff} appliquée à la charge.

On néglige la chute de tension dans le triac.

Application numérique : $V_m = 220\sqrt{2}$ volts : calculer U_{eff} pour $\theta = 60°$ et $\theta = 90°$.

Réponses : $U_{eff} = \dfrac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{1 - \dfrac{\theta}{\pi} + \dfrac{\sin 2\theta}{2\pi}}$; **197 volts, 155 volts.**

2. Un triac étant commandé par un diac (fig. A-5), on dispose une diode entre une extrémité de R et un point intermédiaire de façon à obtenir l'angle de retard θ_1 sur une alternance de la tension d'alimentation $v = V_m \sin x$ et l'angle de retard θ_2 sur l'autre alternance. La charge est une résistance pure. Calculer en fonction de V_m, θ_1 et θ_2 :

1° La tension moyenne U_{moy} aux bornes de la charge.

2° La tension efficace U_{eff} aux bornes de la charge.

3° *Application :* $V_m = 220\sqrt{2}$; $\theta_1 = 90°$; $\theta_2 = 60°$: calculer U_{moy} et U_{eff}.

Réponses : 1° $U_{moy} = \dfrac{V_m}{2\pi}(\cos\theta_1 - \cos\theta_2)$.

2° $U_{eff} = \dfrac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{1 - \dfrac{\theta_1 + \theta_2}{2\pi} + \dfrac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{4\pi}}$.

3° 23,6 volts ; $\approx$ **188 volts.**

3. Un thyristor à blocage par la gâchette est en série avec une source continue d'alimentation E et une charge inductive R, L ; lorsqu'il conduit, il s'établit dans le circuit un courant constant I. Une diode Zéner D_Z, de tension de Zéner $V_Z > E$, est mise en parallèle avec ce thyristor pour le protéger des surtensions dues à l'inductance L, lorsqu'un courant de gâchette bloque le thyristor. Dans toutes les questions, pour trouver plus aisément des ordres de grandeur, on néglige R.

1° Tracer le schéma du montage.

2° Une impulsion de gâchette bloque le thyristor ; calculer :

a) Le taux de variation $\frac{di}{dt}$ du courant.

b) La durée t_0 de disparition du courant (temps de récupération).

c) Le courant moyen I_{moy} entre 0 et t_0 et l'énergie W_Z dissipée dans D_Z.

d) Vérifier que W_Z est la somme de l'énergie W_L emmagasinée dans la bobine et de l'énergie W_E fournie par la source.

e) *Application numérique :* $E = 30$ volts ; $V_Z = 100$ volts ; $L = 2{,}5$ mH ; $I = 1{,}0$ ampère : calculer $\frac{di}{dt}$, t_0, W_Z.

Réponses : 2° $\frac{di}{dt} = -\frac{V_Z - E}{L} = -\mathbf{2{,}8 \cdot 10^4}$ **A/s** ; $t_0 = \frac{I}{\left|\frac{di}{dt}\right|} = \mathbf{35{,}7}$ **µs** ;

$$I_{moy} = \frac{I}{2} ; \quad W_Z = V_Z \frac{I}{2} t_0 = \mathbf{1{,}785\ mJ \approx 1{,}8\ mJ} ;$$

$$W_L + W_E = \frac{I}{2}(LI + Et_0) = \frac{I}{2} V_Z t_0.$$

4. Un thyristor à blocage par la gâchette T_B est alimenté par un générateur de f. é. m. continue E. La charge R, L est inductive ; pour calculer les ordres de grandeur demandés, on néglige R. Après déblocage, T_B débite le courant constant I. Pour protéger T_B, on dispose en parallèle entre anode et cathode : un condensateur C, une diode de récupération D (en parallèle avec C).

1° Tracer le schéma du montage.

2° A l'ouverture de T_B (instant 0), L se décharge dans C : calculer la surtension U_C aux bornes de T_B et l'époque t_1 à laquelle elle est atteinte.

3° C se décharge ensuite dans L et on admet, pour simplifier, que L reprend l'énergie $W_L = \frac{1}{2} LI^2$; quel est ensuite le rôle de D ? A quelle époque t_0 l'énergie a-t-elle été dissipée ?

4° *Application numérique :* $E = 30$ volts ; $L = 2{,}5$ mH ; $C = 47$ nF ; $I = 1{,}0$ A : calculer U_C, t_1, t_0.

Réponses : 2° $U_C \sim I\sqrt{\frac{L}{C}} = \mathbf{230\ volts}$; $T = 2\pi\sqrt{LC} = \mathbf{67{,}3}$ µs

$$t_1 = \frac{T}{4} \approx \mathbf{17}\ \mu\mathbf{s}.$$

3° $t_0 = \frac{T}{2} + \frac{LI}{E} \quad \mathbf{117}\ \mu\mathbf{s}.$

5. On alimente par une tension sinusoïdale de valeur efficace $U = 220$ V, une résistance R en série avec un triac qui laisse passer une alternance de courant sur trois : trouver sans intégration la tension efficace de U_R aux bornes de R.

On néglige la chute de tension dans le triac et on rappelle que l'énergie absorbée par R est proportionnelle au carré de la tension efficace qui lui est appliquée.

Réponse : $U_R = 127$ V.

6. Pour obtenir une image de la vitesse critique de croissance $di/dt = 500$ µA/s d'un darlistor, représentons-la par la dérivée, à l'instant 0, du courant $i = I_m \sin \omega t$ de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi} = 1\,000$ Hz : calculer l'amplitude I_m.

On adopte l'approximation $2\pi = 6{,}25$.

Réponse : 80 000 A.

EXERCICE DE RÉVISION

Un thyristor est monté en série avec une résistance $R = 10\ \Omega$. L'ensemble est alimenté par la tension sinusoïdale $u = 220\sqrt{2} \sin \omega t$ volts de période T.

On applique entre la gâchette et la cathode une tension de commande $u_g = 5 + 10 \sin \left(\omega t - \frac{2}{\pi}\right)$ volts de période T également. On admettra que le thyristor s'amorce dès que $u_g > 0$, que sa résistance directe est négligeable et qu'il se désamorce quand $u < 0$.

1° On considère la période comprise entre l'instant $t = 0$ et l'instant $t = T$. Calculer, en fonction de T, l'instant t_0 d'amorçage du thyristor.

Quel est l'état de celui-ci de l'instant 0 à l'instant t_0 ? De l'instant t_0 à $\frac{T}{2}$? De l'instant $\frac{T}{2}$ à T ?

2° Tracer la courbe $u = f(t)$ et la courbe $i = g(t)$.

3° Calculer l'intensité moyenne du courant i.

(Bacc. de Technicien, option F3 : électrotechnique.)

Réponses : 1° $t_0 = \frac{T}{6}$; état bloqué dans le sens passant ; conducteur ; état bloqué dans le sens inverse.

2° $u(t)$ et $i(t)$ ont la même forme (voir p. 10, 21, 45, 49).

3° 7,43 ≈ 7,4 A.

FEUILLES DE NOTICES

série BT101 BT102

THYRISTORS AU SILICIUM

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

APPLICATIONS EN MOYENNE PUISSANCE

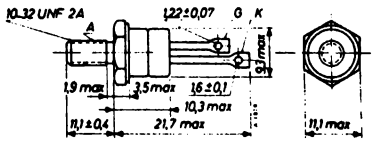
Thyristors au silicium, en boîtier JEDEC TO-64, anode au boîtier, destinés à être utilisés dans des applications en moyenne puissance.

La série est composée de deux types différents par leur sensibilité de gâchette, chaque type étant lui-même décomposé en deux, suivant la tension inverse récurrente anode-cathode : BT 101/300 R et 500 R; BT 102/300 R et 500 R.

caractéristiques principales

	BT 101 - BT 102 /	300 R	500 R	
V_{RWM}	max	200	400	V
V_{FWM}	max	200	400	V
I_{eff}		max 15 A		
V_{GT} (V_F = 6 V; T_j = 25 °C)	BT 101	min 2 V		
	BT 102	min 2,5 V		
I_{GT} (V_F = 6 V; T_j = 25 °C)	BT 101	min 10 mA		
	BT 102	min 50 mA		

brochage



Boîtier JEDEC TO-64.

Trou dans le radiateur : max 5,2 mm.
Couple de serrage : min 8 cm.kg.
max 17 cm.kg.
Poids avec rondelle, cosse et écrou : 15 g.
Accessoire : 56295 ou 56262 A.

valeurs à ne pas dépasser
(limites absolues)

	BT 101 - BT 102 /	300 R	500 R	
V_{RWM} (1)	max	200	400	V
V_{RRM} (1)	max	300	500	V
V_{RSM} ($t \leq 10$ ms) (1)	max	300	500	V
V_{FWM} (1)	max	200	400	V
V_{FDM} (1)	max	300	500	V
V_{FDSM} (1)	max	300	500	V

(1) Dans les conditions suivantes : tension de gâchette comprise entre − 5 à + 0,25 V; $R_{thj\text{-}amb} \leq 20$ °C/W en continu ou ≤ 40 °C/W en alternatif.

(Documents La Radiotechnique-Compélec.)

série BT101 – BT102

I_{FAV} (t_{int} = 20 ms; T_{fb} = 85 °C)	max 6,4 A
I_{eff}	max 15 A
I_{FRM}	max 50 A
I_{FSM} (t = 10 ms)	max 55 A

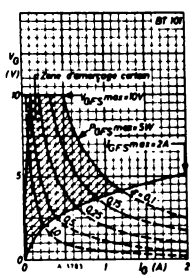
V_{GFS}	max 10 V
V_{GRS}	max 5 V
I_{GFS}	max 2 A
P_{GAV}	max 0,5 W
P_{GFS}	max 5 W

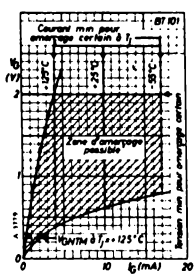
T_{stg}	– 55 à + 125 °C
T_j	max 125 °C
$R_{thj\text{-}fb}$	3 °C/W
$R_{thfb\text{-}r}$	0,5 °C/W

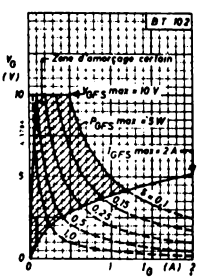
caractéristiques (T_j = 125 °C)

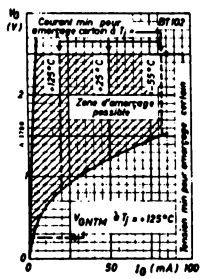
		min	max	
V_{GT} (V_F = 6 V; T_j = 25 °C)	BT 101	2		V
	BT 102	2,5		V
I_{GT} (V_F = 6 V; T_j = 25 °C)	BT 101	10		mA
	BT 102	50		mA
V_F (I_F = 20 A; T_j = 25 °C) (1)			2,3	V
I_R (V_R = V_{RWM})			1,5	mA
I_F (à l'état bloqué; V_F = V_{FWM})			1,5	mA
V_{GNTM}			0,25	V

courbes caractéristiques



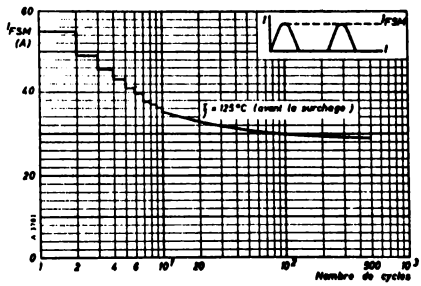

BT 101
Courant min pour amorçage certain à T_j
Zone d'amorçage possible
V_{GNTM} à T_j = 125°C
Tension min pour amorçage certain
I_G (mA)

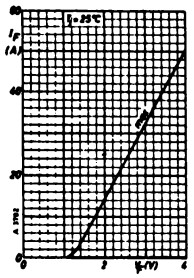


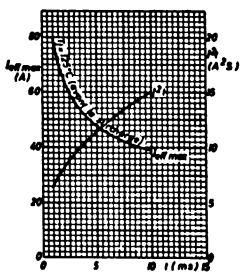

BT 102
Courant min pour amorçage certain à T_j
Zone d'amorçage possible
V_{GNTM} à T_j = 125°C
Tension min pour amorçage certain
I_G (mA)

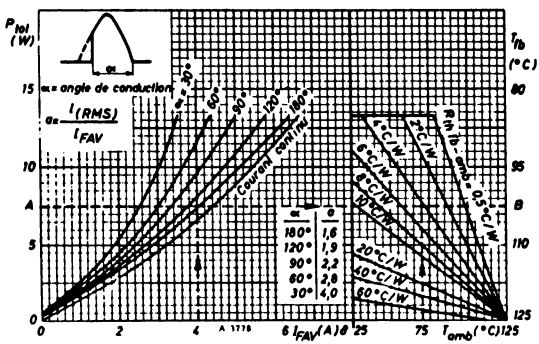
(1) Mesuré en impulsion pour éviter une dissipation excessive.

série BT101 – BT102









UTILISATION
DES CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

Soit un thyristor dont le courant moyen I_{FAV} est 4 A avec un angle de conduction de 180° devant fonctionner à une température ambiante de 70 °C et à une fréquence de 50 Hz.

On mène l'horizontale AB passant par le point d'intersection de la verticale $I_{FAV} = 4$ A et la courbe de l'angle de conduction considéré (180°). A et B donnent respectivement la valeur de $P_{tot} = 7,5$ W et de $T_{fb} = 103$ °C.

La verticale menée à partir de la valeur de $T_{amb} = 70$ °C coupe la droite AB dans le réseau de caractéristiques $R_{thfb\text{-}amb}$. Le point d'intersection donne la valeur de la résistance thermique imposée dans ces conditions entre le fond de boîtier et l'ambiance, soit $R_{thfb\text{-}amb} = 4,3$ °C/W (point C).

La résistance thermique de fixation est égale à $R_{thfb\text{-}r} = 0,5$ °C/W.

Le radiateur devra avoir une résistance thermique propre de :

$R_{thv\text{-}amb} = R_{thfb\text{-}amb} - R_{thfb\text{-}r} = 4,3 - 0,5 = 3,8$ °C/W.

SILEC SEMI CONDUCTEURS
122, rue Nollet - 75 - PARIS 17e
Tél. c.627.87.29 - Télex : PARIS 28 580
S A au Capital de 24 872 100 Francs
INSEE 283 75 117 0115
R.C. Paris 69 B 4332

OCTOBRE 1971

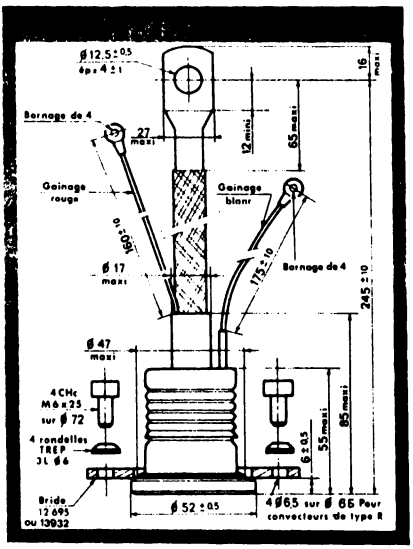
3/0/18/10-71

THYRISTORS 470 Aeff

TB 470

TYPES

TB410 - TB420 - TB430 - TB440
TB450 - TB460 - TB470 - TB480
TB490 - TB4100 - TB4110 - TB4120
TB4130 - TB4140 - TB4150 - TB4160



CARACTERISTIQUES GENERALES

Technologie : silicium diffusé allié
Refroidissement par conduction
Couple de serrage recommandé des vis de fixation : 5,3 mAN (instructions note page 6)
Boîtier : voir figure
Masse : 580 g (avec accessoires)
Polarité : anode au boîtier
Marquage : numéro de type et sens de conduction

CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Températures ambiantes de stockage	: – 40 à + 150°C
Température de jonction virtuelle en fonctionnement	: – 40 à + 125°C
Résistance thermique jonction-boîtier (valeur maximale)	: 0,10 °C/W

VALEURS LIMITES D'UTILISATION à $t_{(VJ)} = 125°C$

Courant efficace à l'état passant (pour tous les angles de conduction)	: $I_{Teff} = 470$ A
Courant moyen à l'état passant (circuit monophasé 180°)	: $I_O = 300$ A
Courant de pointe répétitif à l'état passant	: $I_{TRM} = 1700$ A
Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant (10 ms)	: $I_{TSM} = 6300$ A
Valeur de la constante I^2t pour $t < 10$ ms	: 200 000 A^2s

TYPES	Symboles	TB410	TB420	TB430	TB440	TB450	TB460	TB470	TB480	TB490	TB4100	TB4110	TB4120	TB4130	TB4140	TB4150	TB4160	Unités
Tension de crête à l'état bloqué Tension inverse de crête	$V_{DWM} = V_{RWM}$	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600	V
Tension inverse de pointe non répétitive	V_{RSM}	150	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600	1700	V

(Documents SILEC.)

CARACTERISTIQUES DE GACHETTE (valeurs maximales)

Puissance de pointe de gâchette P_{GM} = 15 W
Courant direct de pointe de gâchette I_{FGM} = 5 A
Tension directe de pointe de gâchette V_{FGM} = 10 V
Tension inverse de pointe de gâchette V_{RGM} = 5 V
Puissance moyenne de gâchette P_G = 3 W

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES à $t_{(vj)}$ = 25°C sauf spécification contraire

Désignation	Conditions de mesure	Symboles	Valeurs min.	Valeurs typ.	Valeurs max.	Unités
Courant de gâchette d'amorçage	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω durée impulsion > 20 µs	I_{GT}		150	500	mA
Tension d'amorçage par la gâchette	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω	V_{GT}		1,5	3	V
Tension de non amorçage par la gâchette	V_{alim} = 6V R_C = 6 Ω $t_{(vj)}$ = 125°C	V_{GNT}	0,2			V
Courant de maintien	V_{alim} = 12 V gâchette déconnectée	I_H		100		mA
Tension de crête à l'état passant	I_{TM} (10 ms) = 1000 A	V_{TM}		1,55	1,70	V
Courant de crête à l'état bloqué Courant inverse de crête	$V_{DWM} = V_{RWM}$ $t_{(vj)}$ = 125°C	I_{DM} = I_{RM}			25	mA
Temps d'amorçage par la gâchette	I_T = 50 A I_G = 1 A $\frac{dI_G}{dt}$ = 1 A/µs	t_{gt}		5		µs
Temps de désamorçage par commutation du circuit	I_T = 100 A V_R = 150 V $t_{(vj)}$ = 125°C $\frac{dI_R}{dt}$ = −30A/µs V_D = 0,6 V_{DWM} $\frac{dv}{dt}$ = 20 V/µs	t_q		200		µs
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué *	Rampe linéaire mesure à 0,6 V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 125°C gâchette déconnectée	$\frac{dv}{dt}$	50	100		V/µs
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant	F = 50 Hz Impulsion demi-onde largeur 6,3 µs Générateur de gâchette : 20 V, 20 Ω, tr < 0,1 µs	$\frac{dI}{dt}$			50	A/µs

* pour des valeurs de dv/dt garanties entre 50 et 500 V/µs, consulter le fabricant.

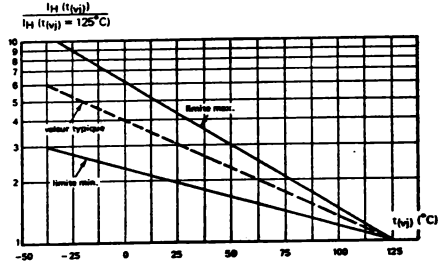


Fig.1 — Variation relative du courant de maintien I_H en fonction de la température de jonction virtuelle $t_{(vj)}$

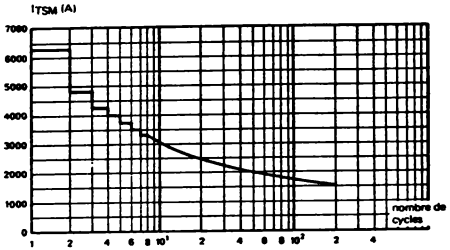


Fig.2 – Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant pour $t_{(vj)}$ = 125°C (50 Hz)

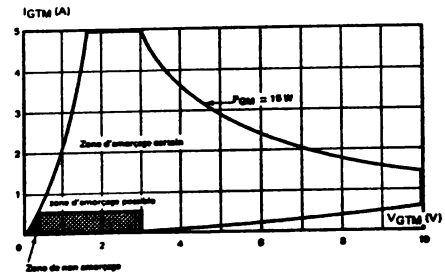
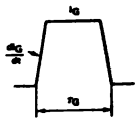


Fig.3 — Caractéristiques de gâchette. Puissance crête maximum admissible

Note : pour les modes de fonctionnement à di/dt élevé, il est conseillé d'imposer I_G > 1 A avec dI_G/dt > 1 A/µs



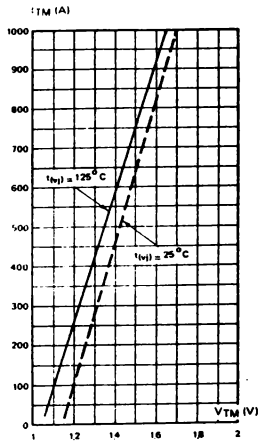


Fig.4 – Courant crête à l'état passant I_{TM} en fonction de la chute de tension crête V_{TM} (valeurs maximales).

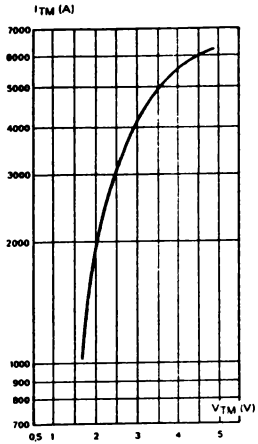


Fig.5 – Courant crête à l'état passant I_{TM} à fort niveau en fonction de la chute de tension crête V_{TM} à $t_{(vj)} = 125°C$.

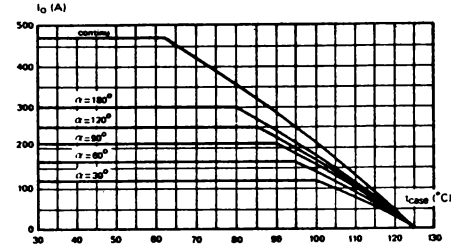


Fig.7 – Courant moyen redressé I_O en fonction de la température du boîtier pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 Hz).

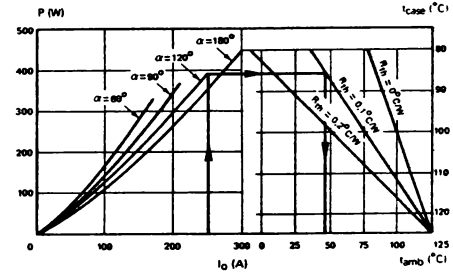


Fig.8 – Corrélation entre la puissance maximale dissipée et les températures maximales admissibles (t_{case} et t_{amb}) en fonction des différentes résistances thermiques totales des convecteurs (convecteur et contact).

Exemple : $I_O = 250$ A (120°) avec convecteur R_{th} globale = 0,1°C/W donne $t_{case} = 45°C$ pour $t_{amb} = 85°C$.

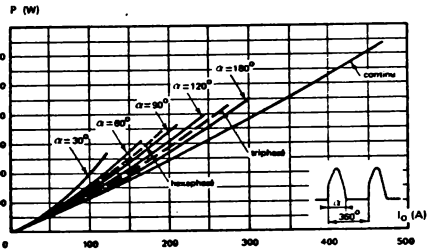


Fig.6 – Puissance maximale dissipée en fonction du courant moyen redressé I_O pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 Hz).
(en trait mixte courbes pour des montages polyphasés)

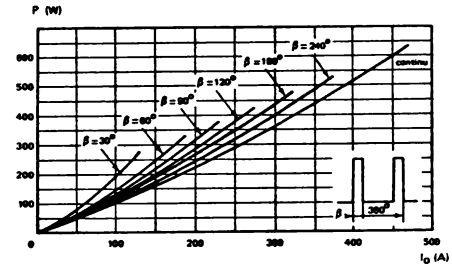


Fig.9 – Puissance maximale dissipée en fonction du courant moyen redressé I_O pour différentes largeurs d'onde de courant rectangulaire (fréquence 50 Hz).

SILEC SEMI-CONDUCTEURS
122, rue Nollet - 75 - PARIS 17e
Tél. : 627.87.29 - Télex : PARIS 28 580
S.A. au Capital de 24 872 100 Francs
INSEE : 283 75 117 0118
R.C. Paris 69 B 4332

SEPTEMBRE 1972
4/0/02/9-72

TRIACS en boitier plastique

– TXAL : boitier isolé
– TYAL : boitier non isolé

6 & 8 Aeff

TXAL116 _ TXAL226 _ TXAL606 TYAL116 _ TYAL226 _ TYAL606	:	6 Aeff
TXAL118 _ TXAL228 _ TXAL608 TYAL118 _ TYAL228 _ TYAL608	:	8 Aeff

± 200 V ± 400 V ± 600 V
avec indice C : $I_G < 25$ mA
ou B : $I_G < 50$ mA

* Série avec indice B identique à la série Jedec 2N 6342 à 2N 6349.

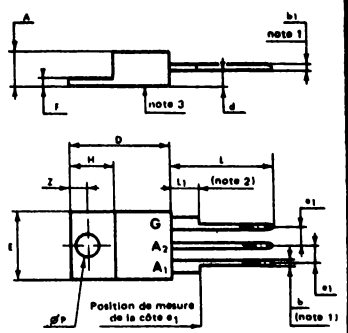
Les triacs plastiques sont réalisés à partir d'une technologie nouvelle : la glassivation qui, seule, assure une protection efficace contre un environnement hostile.

Pour une même intensité, deux séries sont proposées

- la série "PTI" avec connexions isolées de l'embase de refroidissement (Appellation TXAL)
- la série non isolée (Appellation TYAL)

Outre leur économie, citons quelques avantages des triacs plastiques :

- facilité de fixation
- possibilité de raccordement sur circuit imprimé



réf.	millimètres		inches		notes
	min.	max.	min.	max.	
A	4,25	4,75	0.168	0.186	
b	0,64	0,96	0.026	0.037	1 : Forme non imposée
b_1	0,38	0,66	0.014	0.026	
D	14,7	15,7	0.580	0.618	
d	1,96	2,50	0.077	0.098	
E	9,40	9,90	0.370	0.389	
e_1	2,29	2,79	0.090	0.109	2 : Forme et dimensions des broches non imposées dans la zone L_1
F	1,00	1,39	0.040	0.054	
H	6,05	6,55	0.239	0.257	
L	13,00	14,25	0.512	0.560	
L_1	—	4,5	—	0.177	
ϕ P	3,55	3,62	0.140	0.142	3 : Point de mesure de la température du boitier
Z	2,48	2,79	0.098	0.109	

n° de code Etats-Unis : TO 220 AB
n° de code France : F 138

CARACTERISTIQUES GENERALES

Nature du semi conducteur : silicium

Technologie : diffusé et glassivé

Mode de refroidissement : par conduction (mode C)

Boitier : TO 220 AB / F 138
Masse : 2g
Marquage : n° du type

VALEURS LIMITES

Températures de stockage : - 40 à + 150°C

Températures maximales de boitier en fonctionnement : -40 à + 100°C

Température virtuelle maximale de jonction en fonctionnement : t(vj) = + 100°C

Notre service application a étudié pour vous des circuits types : Nous consulter.

TYPES	Symbole	avec indice B ou C										
		TXAL116	TYAL116	TXAL118	TYAL118	TXAL226	TYAL226	TYAL228	TXAL606	TYAL606	TXAL608	TYAL608	Unité
Tension de crête à l'état bloqué	V_{DWM}	± 200				± 400			± 600				V

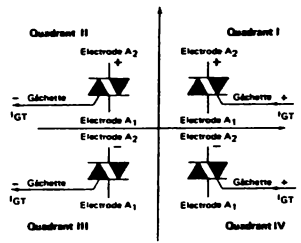
Valeurs limites	Symboles	TXAL 116 ou 226 : série TYAL 606 6 Aeff avec indice B ou C	TXAL 116 ou 226 : série TYAL 606 8 Aeff avec indice B ou C	Unités
Résistance thermique jonction - boîtier •	R_{th}	2,5	2,2	°C/W
Courant efficace à l'état passant à $t_{case} = 80°C$, angle de conduction de 360° (Utilisation normale)	I_{Teff}	6	8	A
Courant efficace à l'état passant à $t_{amb} = 25°C$ Triacs non isolés (TYAL) montés sur circuit imprimé et sans refroidisseur.	I_{Teff}	2	2	A
Courant de pointe répétitif à l'état passant à $t_{case} = 80°C$, angle de conduction de 360°	I_{TRM}	20	30	A
Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant à $t_{case} = 80°C$, angle de conduction de 360° F = 50 HZ F = 60 HZ	I_{TSM}	85 100	90 110	A
Valeur de la constante i^2t pour $5 < t < 10$ ms	i^2t	35	40	A^2s

CARACTERISTIQUES DE GACHETTE (valeurs maximales) pour les 2 séries :

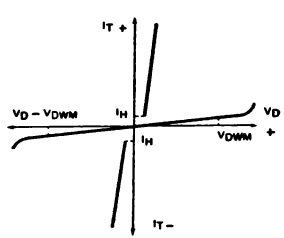
Puissance moyenne		P_G	0,5 W
Puissance de pointe ** (3 µs)		P_{GM}	20 W
Courant de pointe ** (3µs)		I_{GM}	4 A
Tension de pointe **		V_{GM}	15 V

** Pour tous les modes de déclenchement

DEFINITION DES QUADRANTS



Caractéristique courant-tension à l'état passant de triac



• *La valeur médiane trouvée sur les triacs non isolés (TYAL) est en général 20% plus faible que celle des triacs isolés (TXAL)*

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES à $t_{(vj)} = 25°C$ sauf spécification contraire

Désignation	Conditions de mesure	Symboles	TXAL ou TYAL 116B 226B : série 606B 6 Aeff / TXAL ou TYAL 116B 226B : série 606B 8 Aeff			TXAL ou TYAL 116C 226C : série 606C 6 Aeff / TXAL ou TYAL 116C 226C : série 606C 8 Aeff			Unités
			min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Courant de gâchette d'amorçage	V_{alim} = 12 V R_C = 33 Ω durée d'impulsion > 20 µs A_2+ G + ou A_2- G - A_2 + G - ou A_2- G +	I_{GT}		20 40	50 80		10 30	25 60	mA
Tension d'amorçage par la gâchette •	V_{alim} = 12 V R_C = 33 Ω durée d'impulsion > 20 µs	V_{GT}		1	2,5		1	2,5	V
Tension de non amorçage par la gâchette •	V_{alim} = 12 V R_C = 33 Ω durée d'impulsion > 20 µs $t_{(vj)}$ = 100°C	V_{GNT}	0,2			0,2			V
Courant de maintien ••	V_{alim} = 12 V gâchette déconnectée I_T = 100 mA	I_H		20	50		10	30	mA
Tension de crête à l'état passant ••	I_{TM} (10 ms) = (série 6 Aeff): 8,5 A (série 8 Aeff): 11 A	V_{TM}		1,3 1,3	1,8 1,8		1,3 1,3	1,8 1,8	V
Courant de crête à l'état bloqué ••	V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 100°C gâchette déconnectée	I_{DM}		0,1	2		0,1	2	mA
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué ••	Rampe linéaire 0,6 V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 100°C gâchette déconnectée	$\frac{dv}{dt}$		100			100		V/µs
Vitesse critique de croissance de la tension en commutation ••• ••	I_{Teff} spécifié Séries : $\left(\frac{di}{dt}\right)c$ = 2,7 A/ms 6 Aeff 3,5 A/ms 8 Aeff t_{case} = 80°C V_{DWM}	$\left(\frac{dv}{dt}\right)c$		10 10			10 10		V/µs
Temps d'amorçage par la gâchette ••	I_{Teff} spécifié I_G = 100 mA dI_G/dt = 1A/µs V_{DWM}	t_{gt}		2			2		µs

• *pour tous les modes de déclenchements*
•• *pour les deux sens de conduction*
••• *ref : tiré à part : Nouveau développement des triacs et valeurs particulières : nous consulter*

La conformité des valeurs des caractéristiques électriques fait l'objet d'un contrôle de qualité avec NP et NQA spécifiés.

Fig.1 – Série 6 Aeff : Courant efficace en fonction de la température de boitier pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 H_z).

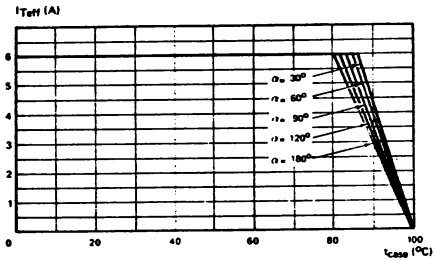


Fig.2 – Série 8 Aeff : Courant efficace en fonction de la température de boitier pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 H_z).

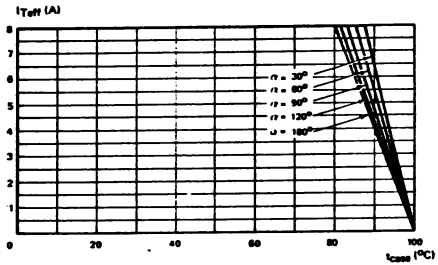


Fig.3 – Série 6 Aeff : Puissance maximale dissipée en fonction du courant efficace pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 H_z).

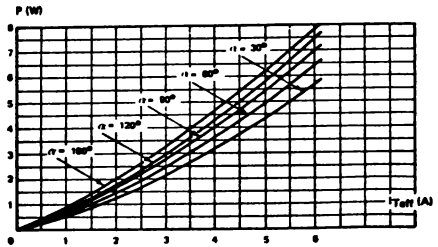


Fig.13 – Séries 6 et 8 Aeff : Tension d'amorçage par la gâchette en fonction de la température virtuelle de jonction pour tous les modes de déclenchement. (Valeurs typiques). avec V_{alim} = 12 v et R_c = 33 Ω

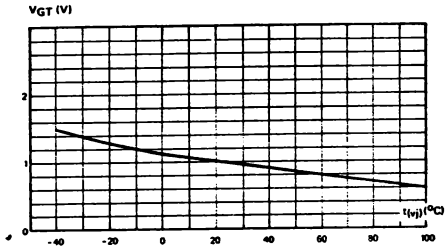


Fig.14 – Séries 6 et 8 Aeff : Courant de maintien en fonction de la température virtuelle de jonction pour les deux sens de conduction. (Valeurs typiques).
I_T = 100 mA
V_{alim} = 12 v
Trait plein : séries avec indice B
Trait mixte : séries avec indice C

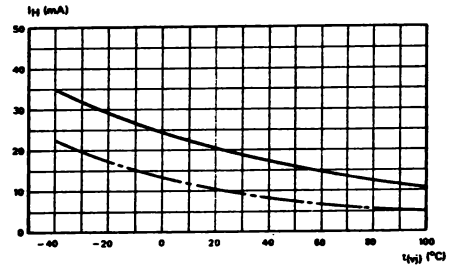


Fig.15 – Séries 6 et 8 Aeff : Caractéristiques de gâchette. Valeurs limites en impulsion pour tous les modes de déclenchement.
A : résistance de gâchette max.
C : résistance de gâchette min.
Zone comprise entre AB : dispersion typique des résistances de gâchette.

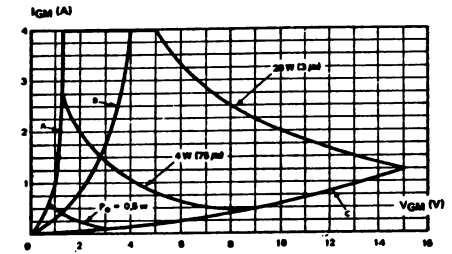
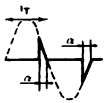


Fig.10 – Séries 6 et 8 Aeff: Rapport $I_{T\,eff}/I_T$ en fonction de l'angle de conduction α.



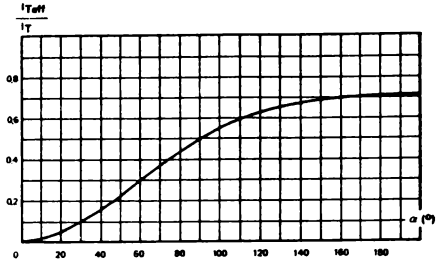


Fig.11 – Séries 6 et 8 Aeff: Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant, pour les deux sens de conduction.
$t_{case} = 80°C$.
Trait plein : F = 60 HZ
Trait mixte : F = 50 HZ

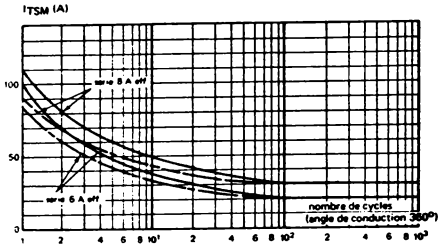


Fig.12 – Séries 6 et 8 Aeff: Courant de gâchette d'amorçage en fonction de la température virtuelle de jonction (Valeurs typiques) avec
$V_{alim} = 12$ v
$R_c = 33\ \Omega$
Trait plein : séries avec indice B
Trait mixte : séries avec indice C

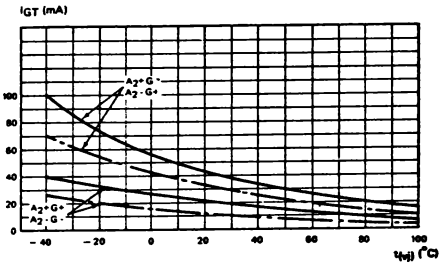


Fig.16 – Séries 6 et 8 Aeff: Caractéristiques de gâchette. Zone de non amorçage (délimitée par les courbes A, B et C) en fonction de la température ambiante.
Quadrants 1 et 3.
(Valeurs typiques).

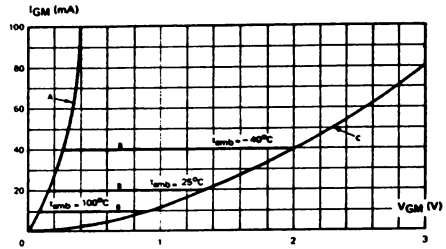
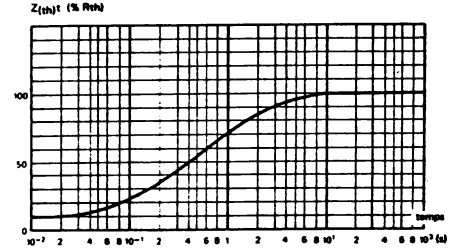
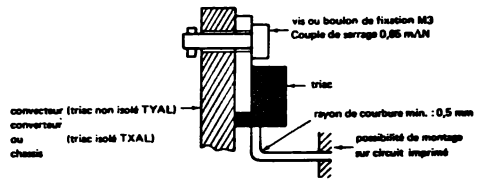


Fig.17 – Séries 6 et 8 Aeff: Impédance thermique transitoire jonction - boitier.



EXEMPLE DE MONTAGE D'UN TRIAC PLASTIQUE


vis ou boulon de fixation M3
Couple de serrage 0,85 mAN
triac
convecteur (triac non isolé TYAL)
convecteur ou châssis (triac isolé TXAL)
rayon de courbure min. : 0,5 mm
possibilité de montage sur circuit imprimé

Circuits typiques d'application des Triacs avec sa diode de déclenchement DA3 :
se référer aux notes publiées par SSC et nous consulter pour les montages en cours d'étude.

- note d'information n° 2 : le Triac
- notes d'application:
  - n° 11 : Triac utilisé pour la commande de deux thyristors.
  - n° 12 : variation d'intensité lumineuse pour lampe à incandescence.
  - n° 13 : Interrupteur statique à séquence pour primaire de transformateur.
  - n° 14 : Interrupteur statique comportant un circuit de sécurité de surcharge en courant.
  - n° 15 : Interrupteur statique à tension nulle.
  - n° 16 : Variation de puissance au primaire d'un transformateur de 1 kVA.
- Tiré à part : Nouveau développement des triacs.

SILEC SEMI CONDUCTEURS
122, rue Nollet - 75 - PARIS 17e
Tél. : 627.87.29 - Télex : PARIS 28 580
S.A. au Capital de 24 872 100 Francs
INSEE : 283 75 117 0115
R.C. Paris 69 B 4332

SEPTEMBRE 1971
4/0/08/9-71

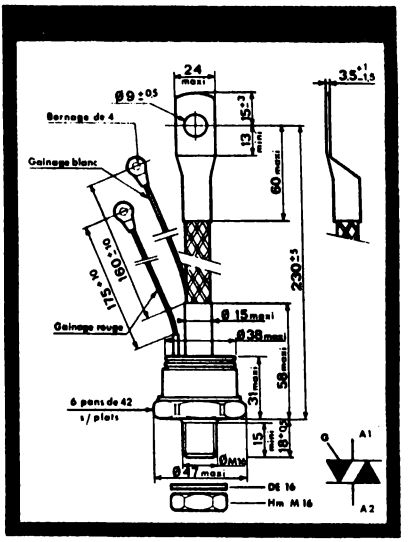
TRIACS 200 Aeff

Alternistors de puissance :

- fort dv/dt en commutation
- haute tension (100 V à 1200 V)

TTAL200

TTAL210-TTAL220-TTAL230-TTAL240
TTAL250-TTAL260-TTAL270-TTAL280
TTAL290-TTAL2100-TTAL2110-TTAL2120



Le fonctionnement et quelques applications de ces dispositifs sont donnés dans les notes d'information n° 2 et d'application n° 12 à 16

CARACTERISTIQUES GENERALES

Technologie : silicium diffusé
Refroidissement par conduction
Couples de serrage : 30 mΛN mini - 35 mΛN maxi
Boitier : voir figure
Masse : 350 g (sans accessoires)
Polarité : électrode A_2 au boitier
Marquage : n° du type et sens de conduction

CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Températures ambiantes de stockage	: – 40 à + 150°C
Température de jonction virtuelle en fonctionnement	: – 40 à + 125°C
Résistance thermique jonction boitier (valeur maximale)	: 0,20°C/W

VALEURS LIMITES D'UTILISATION à $t_{(vj)}$ = 125°C

Courant efficace à l'état passant (conduction de 360°)	: I_{Teff} = 200 A	
Courant de pointe répétitif à l'état passant	: I_{TRM} = 600 A	
Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant et angle de conduction de 360°	- fréquence 50 Hz	: I_{TSM} = 1600 A
	- fréquence 60 Hz	: I_{TSM} = 1800 A

Valeur de la constante I^2t
pour 5 < t < 10 ms : 12.500 A^2s
t = 20 ms : 25.000 A^2s

TYPES	Symboles	TTAL210	TTAL220	TTAL230	TTAL240	TTAL250	TTAL260	TTAL270	TTAL280	TTAL290	TTAL2100	TTAL2110	TTAL2120	Unités
Tension de crête à l'état bloqué*	V_{DWM}	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	V

* tension à ne pas dépasser en aucun cas.

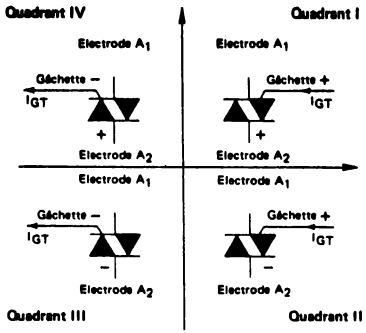
CARACTERISTIQUES DE GACHETTE (valeurs maximales)

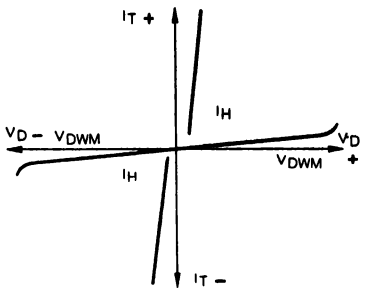
Puissance	P_G	= 10 W	Tension directe de pointe	V_{FGM}	= 10 V
Courant direct de pointe	I_{FGM}	= 5 A	Tension inverse de pointe	V_{RGM}	= 5 V

(Documents SILEC.)

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES à $t_{(vj)} = 25°C$ sauf spécification contraire

Définition des quadrants





Désignation	Conditions de mesures	Symboles	Valeurs			Unités
			min.	typ.	max.	
Courant de gâchette d'amorçage*	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω	I_{GT}		150	500	mA
Tension d'amorçage par la gâchette*	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω	V_{GT}		1	3	V
Tension de non amorçage par la gâchette*	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω $t_{(vj)}$ = 125°C	V_{GNT}	0,2			V
Courant de maintien**	V_{alim} = 12 V gâchette déconnectée I_T = 1 A	I_H		30		mA
Tension de crête à l'état passant**	I_{TM} (10 ms) = 300 A	V_{TM}		1,25	1,55	V
Courant de crête à l'état bloqué**	V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 125°C gâchette déconnectée	I_{DM}			25	mA
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué**	Rampe linéaire mesure à 0,6 V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 125°C gâchette déconnectée	$\frac{dv}{dt}$	50			V/µs
Vitesse critique de croissance de la tension en commutation	I_{TM} = 300 A $\frac{di_R}{dt}$ = 90 A/ms $t_{(vj)}$ = 125°C	$\left(\frac{dv}{dt}\right)$ C	30			V/µs
Vitesse critique de croissance de courant à l'état passant**	Signal sinusoïdal amorti I_{TM} = 300 A, $t_{(vj)}$ = 125°C I_T = 150 A en 3 µs Générateur de gâchette : I_{GT} = 2 A, $\leq$ 0,1 µs	$\frac{di}{dt}$			50	A/µs
Temps d'amorçage par la gâchette**	I_T = 50 A I_G = 1 A $\frac{dI_G}{dt}$ = 1 A µs	t_{gt}		3		µs

* pour tous les modes de déclenchements
** pour les deux sens de conduction

SILEC SEMICONDUCTEURS
122, rue Nollet - 75 - PARIS 17e
Tél. : 627.87.29 - Télex : PARIS 28 580
S.A. au Capital de 24 672 100 Francs
INSEE : 283 75 117 0116
R.C. Paris 69 B 4332

SEPTEMBRE 1971

3/16/01/5-71

DARLISTOR 235 Aeff

thyristors rapides à gâchette amplificatrice

DT 235 F

marque déposée

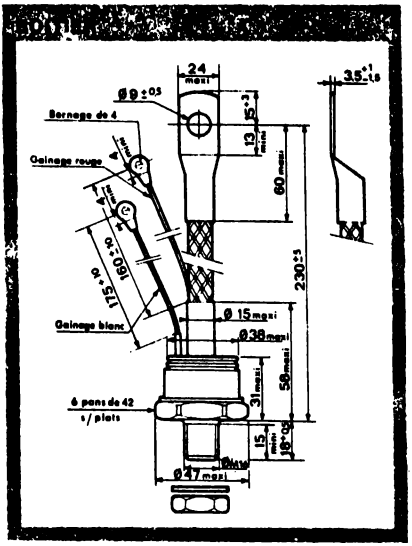
TYPES

DT 210 F - DT 220 F - DT 230 F - DT 240 F
DT 250 F - DT 260 F - DT 270 F - DT 280 F

(indices X, A, Y ou B voir note page 2)

Fréquence d'utilisation maximale 10 000 Hz

BOITIER



CARACTERISTIQUES GENERALES

Technologie : Silicium tout diffusé
Mode de refroidissement : par conduction (mode C)
Boitier : voir figure
Masse : 370 g (sans accessoires)
Marquage : n° du type et sens de conduction
Couples de serrage : 30 mΛN mini, 35 mΛN maxi
Polarité : anode au boitier

CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Températures ambiantes de stockage	:	-40 à $+150$°C
Température de jonction virtuelle en fonctionnement	:	-40 à $+125$°C
Résistance thermique jonction boitier (valeur maximale)	:	$R_{th} = 0{,}20$°C/W

VALEURS LIMITES D'UTILISATION à $t_{(VJ)} = 125$°C

Courant efficace à l'état passant (pour tous les angles de conduction) : $I_{Teff} = 235$ A

Courant moyen à l'état passant (circuit monophasé et angle de conduction 180°) : $I_O = 150$ A

Courant de pointe répétitif à l'état passant : (voir fig.1)

Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant (10 ms) : $I_{TSM} = 3200$ A

Valeur de la constante I^2t pour $t < 10$ ms : 50 000 A^2/s

TYPES	Symboles	DT 210 F	DT 220 F	DT 230 F	DT 240 F	DT 250 F	DT 260 F	DT 270 F	DT 280 F	Unités
Tension de crête à l'état bloqué Tension inverse de crête	V_{DWM} = V_{RWM}	100	200	300	400	500	600	700	800	V
Tension inverse de pointe non répétitive	V_{RSM}	150	300	400	500	600	700	800	900	V

CARACTERISTIQUES DE GACHETTE (valeurs maximales)

Puissance de pointe de gâchette $P_{GM} = 200$ W (40 µs)
Courant direct de pointe de gâchette $I_{FGM} = 12$ A
Tension directe de pointe de gâchette $V_{FGM} = 40$ V
Tension inverse de pointe de gâchette $V_{RGM} = 20$ V
Puissance moyenne de gâchette $P_G = 2$ W

(Documents SILEC.)

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES pour $t_{(vj)}$ = 25°C sauf spécification contraire

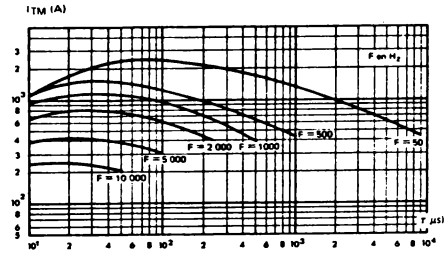
Désignation	Conditions de mesures	Symboles	Valeurs min.	Valeurs typ.	Valeurs max.	Unités
Courant de gâchette d'amorçage	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω durée impulsion > 20 µs	I_{GT}		75	200	mA
Tension d'amorçage par la gâchette	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω	V_{GT}		1,5	3	V
Tension de non amorçage par la gâchette	V_{alim} = 6 V R_C = 6 Ω $t_{(vj)}$ = 125°C	V_{GNT}	0,2			V
Courant de maintien	V_{alim} = 12 V gâchette déconnectée	I_H		100		mA
Tension de crête à l'état passant	I_{TM} (10 ms) = 450 A	V_{TM}		1,8	2,0	V
Courant de crête à l'état bloqué = Courant inverse de crête	$V_{DWM} = V_{RWM}$ $t_{(vj)}$ = 125°C	I_{DM} = I_{RM}			25	mA
Temps d'amorçage par la gâchette	I_T = 50 A I_G = 1 A $\frac{dI_G}{dt}$ = 1 A/µs	t_{gt}		1,5		µs
Temps de désamorçage par commutation du circuit (circuit conventionnel) *	I_T = 100 A (1 cycle/s) V_R = 150 V $\frac{dI_R}{dt}$ = − 30 A/µs V_D = 0,6 V_{DWM} $\frac{dv}{dt}$ = 200 V/µs $t_{(vj)}$ = 125°C cf. circuit de mesure NFC 95830 § 5 3 13	t_q			X = 15 A = 20 Y = 25 B = 40	µs
Temps de désamorçage par commutation du courant (impulsions de courant) *	I_{TM} = 800 A largeur 6,3 µs $\frac{di}{dt}$ = $\frac{dI_R}{dt}$ = 400 A/µs V_D > 200 V V_R > 150 V $\frac{dv}{dt}$ = 20 V/µs $t_{(VJ)}$ = 125°C I_G = 1 A, (5 µs) $\frac{dI_G}{dt}$ = 1 A/µs	t_q			X = 15 A = 20 Y = 25 B = 40	µs
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué **	Rampe linéaire mesurée à 0,6 V_{DWM} $t_{(vj)}$ = 125° C gâchette déconnectée	$\frac{dv}{dt}$	200	500		V/µs
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant ***	Impulsion demi-onde Largeur 6,3 µs, f = 50 Hz, I_{TM} = 1600 A Générateur de gâchette : 20 V, 20 Ω, t_r ≤ 1 µs $t_{(vj)}$ = 125° C durée du test = 5 secondes	$\frac{di}{dt}$			800	A/µs

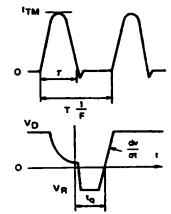
* Un thyristor de tension $V_{DWM} = V_{RWM}$ = 600 V sera désigné :
DT 260 FX si $t_q \leq 15$ µs — DT 260 FA si $t_q \leq 20$ µs
DT 260 FY si $t_q \leq 25$ µs — DT 260 FB si $t_q \leq 40$ µs

** Pour des valeurs de $\frac{dv}{dt}$ garanties entre 200 et 1000 V/µs, consulter le fabricant

*** On vérifie que les propriétés bloquantes du thyristor ne sont pas affectées après le test.

Fig.1 – Courant crête à l'état passant maximum admissible I_{TM} en fonction de la durée τ de l'impulsion (demi-sinusoïde) et de la fréquence de répétition F





Conditions de Mesure

a – t_{case} = 40° C
b – générateur de gâchette 20 V, 20 Ω, temps de montée ≤ 1 µs
c – temps de désamorçage du circuit t_q spécifié
Y = 15 µs
A = 20 µs
Y = 25 µs
B = 40 µs
d – $\frac{dv}{dt}$ max. du circuit 30 V/ µs
e – V_D < 400 V
f – V_R ≥ 20 V

Méthodes d'utilisation des courbes de la fig.1

Les courbes de la fig.1 sont spécifiées pour une température boîtier t_{case} = 40°C. On peut extrapoler les résultats présentés pour d'autres températures en modifiant les fréquences de répétition portées en paramètre suivant la loi :

$$F_t = F\,40 \times \frac{125 - t}{125 - 40}$$

F 40 = fréquence à t_{case} = 40°C (fig.1)
F_t = fréquence à t_{case}
t = t_{case} > 40°C

1er exemple :

Quelle fréquence maximale peut supporter le dispositif pour des impulsions de courant sinusoïdal de 600 A crête et 100 µs de large (la température boîtier étant de 80°C) ?

Réponse :

Pour t_{case} = 40°C, I_{TM} = 600 A, τ = 10^3 µs, on lit fig 1 :

F 40 = 2000 Hz

donc : F 80 = 2000 × $\frac{120 \cdot 80}{125 \cdot 40}$ = 1060 Hz

donc : pour t_{case} = 80°C, I_{TM} = 600 A et τ = 10^3 µs

La fréquence maximale doit être 1060 Hz

2ème exemple :

Quel courant I_{TM} peut supporter un dispositif utilisé dans les conditions ci-dessous ?

F = 1500 Hz
τ = 100 µs
t_{case} = 80°C

Réponse :

A l'aide de la fig.1 pour F = 1500 Hz, τ = 100 µs, on trace

$I_{TM} = f\ (t_{case})$ (fig.2)

et on lit sur la courbe ainsi tracée

pour t_{case} = 80°C, τ = 100 µs, F = 1500 Hz

I_{TM} = 510 A

Fig.2 – Courant crête à l'état passant maximum admissible I_{TM} en fonction de la température de boîtier pour F = 1500 Hz et τ = 100 µs

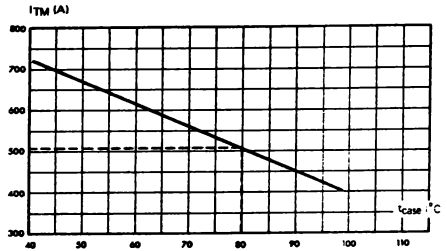
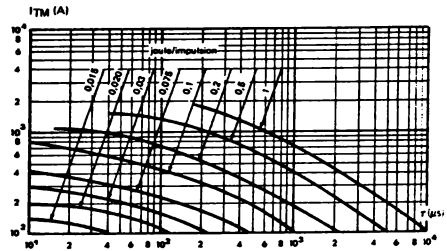


Fig. 3 – Energie par impulsion pour des courants sinusoïdaux (demi-onde)



Exemple d'utilisation :

Quelle doit être la résistance thermique du convecteur associé à un darlistor devant fonctionner dans les conditions suivantes

courant crête	I_{TM}	= 700 A
largeur de l'impulsion	τ	= 400 µs
fréquence	F	= 200 Hz
température ambiante	t_{amb}	= 40°C

Sur la fig.1,on lit,à l'intersection de τ = 400 et de I_{TM} = 700

F 40 = 500 Hz

en prenant la formule $F_t = F\,40 \times \frac{125 - t}{125 - 40}$ et en remplaçant F_t par 200, on obtient t_{case} = 91°C

donc $\Delta_t = t_{case} - t_{amb} = 91 - 40 = 51°C$

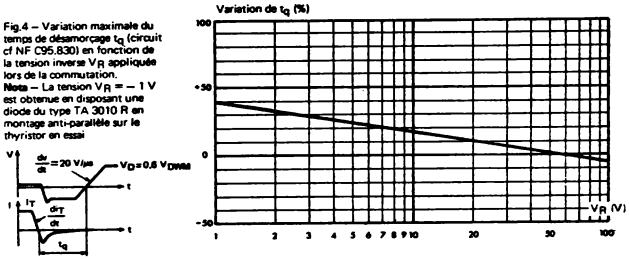
Sur la fig.3, on lit, à l'intersection de τ = 400 et de I_{TM} = 700, l'énergie de 0,5 J/impulsion.

Donc pour la fréquence de 200 Hz, 200 x 0,5 = 100 W représente la puissance dissipée.

Le convecteur devra avoir une résistance thermique maximale

$$R_{th} = \frac{51}{100} = 0{,}51°C/W.$$

Fig.4 – Variation maximale du temps de désamorçage t_q (circuit cf NF C95.830) en fonction de la tension inverse V_R appliquée lors de la commutation.
Nota – La tension $V_R = -1$ V est obtenue en disposant une diode du type TA 3010 R en montage anti-parallèle sur le thyristor en essai



Conditions

$\frac{di_T}{dt} = -30$ A/µs — V_R de référence = – 50 V

$t_{(vj)} = 125°C$

$\frac{dv}{dt} = 20$ V/µs — $V_D = 0{,}6\ V_{DWM}$

Fig.5 – Variation typique du temps de désamorçage t_q sur circuit conventionnel en fonction du courant direct I_T précédant la commutation

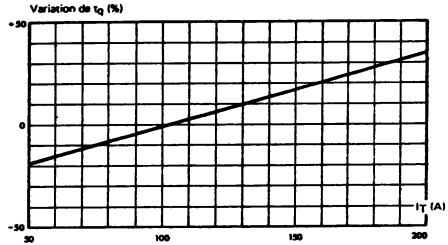
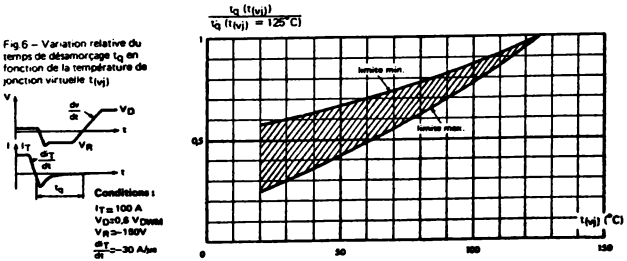


Fig.6 – Variation relative du temps de désamorçage t_q en fonction de la température de jonction virtuelle $t_{(vj)}$



Conditions :

I_T = 100 A
$V_D \geq 0{,}8\ V_{DWM}$
$V_R \geq -150$V
$\frac{di_T}{dt} \geq -30$ A/µs
$\frac{dv}{dt} = 200$ V/µs

Fig 7 – Variation relative du temps de désamorçage t_q en fonction de la rampe de dv/dt

Conditions :
I_T = 100 A
$T_{(vj)}$ = 125 °C
$\frac{dv}{dt}$ = jusqu'à 0,8 V_{DWM}
$\frac{di}{dt}$ = −30 A/µs

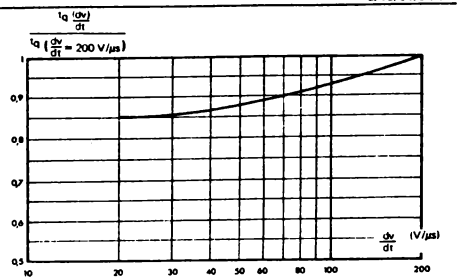


Fig 8 – Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant pour $T_{(vj)}$ = 125 °C, 50 Hz

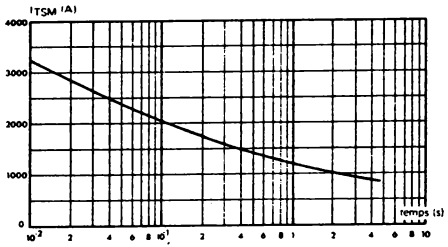
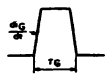
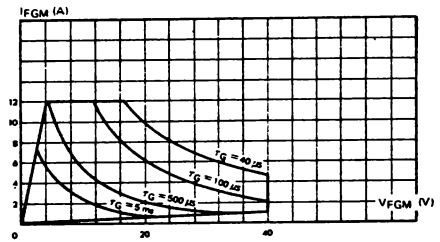


Fig 9 – Caractéristiques de gâchette
Puissance crête de gâchette maximale admissible en fonction de la largeur t_G de l'impulsion de commande
Note – pour les modes de fonctionnement à di/dt élevé il est conseillé d'imposer
$I_G \geq 1$ A avec $d_{IG}/dt \geq 1$A/µs
P_G moyen ≤ 2 W





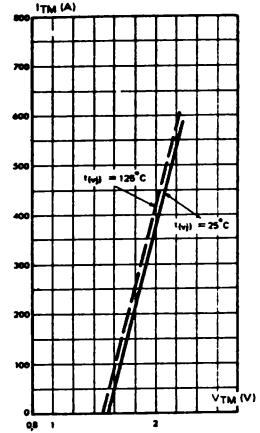


Fig.10 - Courant crête à l'état passant I_{TM} en fonction de la chute de tension crête V_{TM} (valeurs maximales)

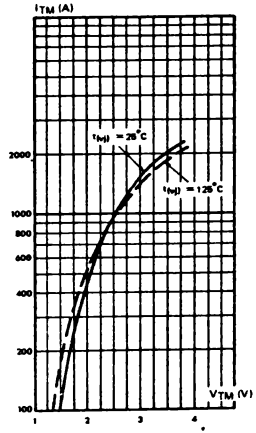
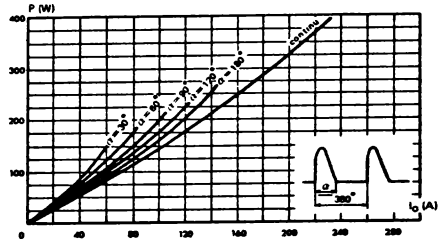


Fig.11 – Courant crête à l'état passant I_{TM} à fort niveau de courant en fonction de la chute de tension crête V_{TM}.

Fig.12 – Puissance maximale dissipée en fonction du courant moyen redressé I_D pour différents angles de conduction (montage monophasé 50 H_z)



SILEC SEMI CONDUCTEURS
122, rue Nollet - 75 - PARIS 17e
Tél : 627-87-29
Télex : PARIS 28 580

JANVIER 1972

PROVISOIRE

32V

DIAC type DA3

Le fonctionnement et quelques applications de ce dispositif sont donnés dans la note d'Information n° 2.

Application la plus courante :

Déclenchement des triacs et des thyristors.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Nature du semi conducteur : silicium

Technologie : diffusé et glassivé

Mode de refroidissement : par convection (mode A)

Boitier : DO 7

Masse : 0,2 g

Marquage : n° du type

VALEURS LIMITES

Températures de stockage : - 40 à + 150°C

Température maximale de jonction virtuelle en fonctionnement : $t_{(vj)}$ = + 100°C

Courant de pointe de surcharge accidentelle (t = 10 µs) et t_{amb} = 25°C : I_{FSM} = ± 1 A.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES à t_{amb} = 25°C

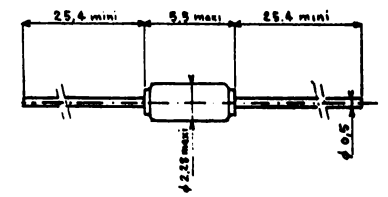
Tension de retournement : 32 V ± 4 V

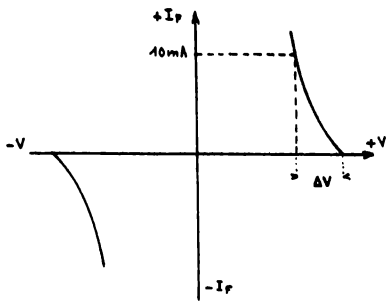
Symétrie de la tension de retournement : ± 3 V

Variation de la tension à l'état passant pour une variation du courant comprise entre 0 et 10 mA (valeur minimale) : ΔV = 5 V

Courant de retournement (valeur maximale) : 300 µA.

BOITIER DO 7





Caractéristique Tension-courant

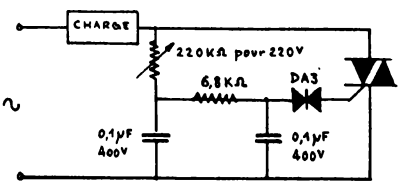


Schéma type d'application

(Documents SILEC.)

Thyristors

Thyristors

* 2N 3649

* → 2N 3653

Série à recouvrement rapide
Fast recovery series

* Dispositif recommandé
Preferred device

APPLICATIONS

Convertisseur de fréquence	*Cycloconverters*
Onduleurs	*Inverters*
Eclairage en haute fréquence	*High frequency lighting*
Générateur ultrasoniques	*Ultrasonic generators*
Décharge de capacité	*Discharge of capacitance*
lignes à retard	*delay line*

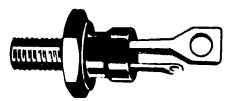
Caractéristiques principales
Quick reference data

$I_{T(rms)}$	35 A(eff)
V_{RWM}	50 V → 400 V
di/dt	400 A/µs

Boîtier **TO-48**
Case

Couple de serrage max. 245 cmΛN
Maximum torque on nut

¼-28 UNF-2A →



Anode au boîtier
Anode connected to case

Valeurs limites absolues d'utilisation
Absolute ratings (limiting values)

$-65^{o}C < t_{CP28} \leq +120^{o}C$

(Sauf indications contraires)
(Unless otherwise stated)

			2 N 3649	2 N 3650	2 N 3651	2 N 3652	2 N 3653	
Tension inverse continue *Continuous reverse voltage*	(1)	V_R	50	100	200	300	400	V
Tension inverse de pointe non répétitive *Non repetitive peak reverse voltage*		V_{RSM}	75	150	300	400	500	V
Tension continue à l'état bloqué *Continuous off-state voltage*	(1)	V_D	50	100	200	300	400	V
Tension de pointe répétitive à l'état bloqué *Repetitive peak off-state voltage*	(1)	V_{DRM}	50	100	200	300	400	V

1 $R_{th(c.a)} \leq 5°C/W$

sesco sem
THOMSON-CSF
(Documents SESCO.)

Valeurs limites absolues d'utilisation — $-65°C < t_{case} < 120°C$ — Sauf indications contraires
Absolute ratings — *Unless otherwise specified*

				Tous types *All types*	
Tension inverse de pointe de gâchette *Peak reverse gate voltage*			V_{RGM}	10	V
Courant continu à l'état passant *On-state current*		$-65°C \leq t_{case} \leq +40°C$ $t_{case} = 70°C$	I_T I_T	25 16	A A
Courant efficace à l'état passant *RMS on-state current*			$I_{T(rms)}$	35	A(eff)
Courant de surcharge accidentelle (non-répétitif à l'état passant) *Surge(non repetitive) on-state current*	$1ms \leq t_p \leq 10ms$ $t_p = 5ms$	(2) $t_{(vj)}$ max (2)	$i^2.t$ I_{TSM}	165 180	$A^2.s$ A
Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant *Critical rate of rise of on-state current*	I_T max ≤ 800 A $V_D = V_{DRM}$ max	(3)	dI/dt	400	A/µs
Courant direct de pointe de gâchette *Peak forward gate current*			I_{FGM}	6,4	A
Dissipation de puissance moyenne de gâchette *Mean gate power dissipation*		$t_{case} = 40°C$	$P_{G(AV)}$	1	W
Dissipation de puissance de pointe de gâchette $t_{case} = 40°C$ *Peak gate power dissipation*	$t_p = 0,1$ ms $t_p = 0,5$ms $t_p = 5$ ms		P_{GM}	40 20 10	W W W
Température virtuelle de jonction *Virtual junction temperature*	min max		$t_{(vj)}$	−65 +120	°C °C
Température de stockage *Storage temperature*	min max		t_{stg}	−65 +150	°C °C

(2) Après cet essai, la tension ne peut être réappliquée immédiatement.
After this test voltage must not be immediately reapplied
(cf NF C 96 830)

(3) Alimentation de gâchette
Gate supply
V = 20 V ; $R_1 \leq 20\ \Omega$; $t_r \leq 0,1\mu s$; $t_p \geq 1,5\ \mu s$

Caractéristiques générales
General characteristics

	t_{case}			2N 3649	2N 3650	2N 3651	2N 3652	2N 3653	
Courant inverse *Reverse current* ($V_R = V_{RWM}$ max)	120°C	(1)	I_R	6	6	6	5,5	5	µA
Courant à l'état bloqué *Direct off-state current* ($V_D = V_{DRM}$ max)	120°C	(1)	I_D	6	6	6	5,5	4	µA

			t_{case}		Tous types *All types* min	typ	max	
Courant hypostatique *Holding current*		(5)	25°C −65°C	I_H I_H		75 150	150 300	mA mA
Tension à l'état passant *On-state voltage*	$t_p > 1$ ms	δ < 1 % $I_T = 25$ A	25°C	V_T		1,8	2,05	V
Courant de gâchette d'amorçage *Gate trigger current*	$t_p > 20\mu s$	$V_{AC} = 6$ V $R_L = 2\ \Omega$	25°C −65°C	I_{GT} I_{GT}		80 150	180 500	mA mA
Tension de gâchette d'amorçage *Gate trigger voltage*	$t_p > 20\mu s$	$V_{AC} = 6$ V $R_L = 4\ \Omega$	25°C −65°C	V_{GT} V_{GT}		1,5 2	3 4,5	V V
Tension de gâchette de non-amorçage *Gate non trigger voltage*	$t_p > 20\mu s$	$V_{AC} = V_{DWM}$ max $R_L = 200\ \Omega$	120°C	V_{GD}	0,25			V
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué *Critical rate of rise of off-state voltage*	(6)	$\frac{dv}{dt}$ from $V_D = 0$ to $V_D = V_{DWM}$ max	120°C	dv/dt	200			V/µs
Résistance thermique *Thermal resistance*				$R_{th(j-c)}$			1,7	°C/W

Caractéristiques générales
General characteristics

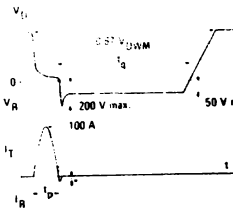
				Tous types / *All types* min	typ	max	
Temps de désamorçage par commutation (méthode impulsionnelle) *Pulse circuit commutated turn-off time*	(7)	115°C	t_q			15	µs
Temps de désamorçage par commutation du circuit (méthode classique) *Circuit commutated turn-off time*	(8)	120°C	t_q			15	µs

(3) $R_{th\,(j\text{-}a)}$ = 5 °C/W

(6) Circuit de gachette ouvert
Gate open circuit
V_{AC} 24 V
Courant initial 3 A crête
Initial current 3 A peak

(7) Essai suivant norme NF C 95830
Test according to standard NF C 95830
Circuit de gachette ouvert
Gate open circuit
I_{TM} = 100 A
Impulsion sinusoïdale t_p 2 µs
Sine waveform
f = 400 Hz
Circuit de gachette 20 Ω
Gate circuit
dv/dt réappliqué 200 V/µs
Reapplied dv/dt
jusqu'à $V_D = V_{DWM}$ max
up to
$V_R \leq 200$ V au moment de la commutation puis ≤ 30 V
$V_R \leq 200$ V when commutating and then ≤ 30 V

(8) I_{TM} 10 A
Impulsion rectangulaire t_p 50 µs
Rectangular waveform
f = 50 Hz
Circuit de gachette 100 Ω
Gate circuit
dv/dt réappliqué 200 V/µs
Reapplied dv/dt
jusqu'à $V_D = V_{DWM}$ max
up to
$V_R \leq V_{RWM}$ au moment de la commutation puis V≤ 15 V
$V_R \leq V_{RWM}$ when commutating and then ≤ 15 V



Forme d'onde dans la mesure de t_q en fonctionnement impulsionnel
Waveform for pulse turn-off time test

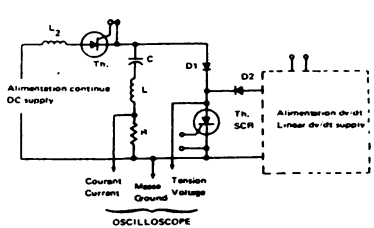
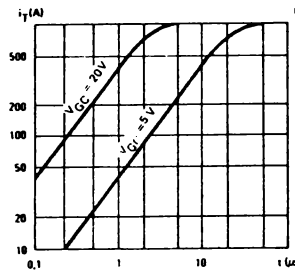
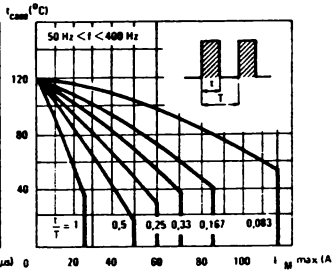


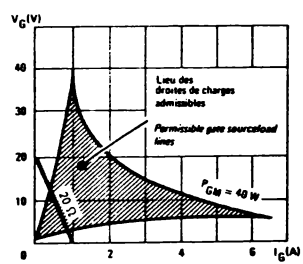
Schéma de principe du circuit impulsionnel de mesure
Pulse turn-off time basic test circuit

Valeurs limites
Limiting values





Caractéristiques typiques
Typical characteristics



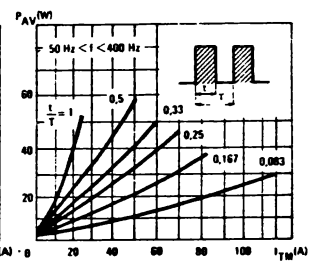


Table des matières

CHAPITRE I. — *Thyristor : constitution, amorçage* 3

A. — Constitution 4
B. — Amorçage : théorie de l'avalanche locale 8
C. — Amorçage : théorie des deux transistors imbriqués 11
D. — Effets transistor direct, inverse, dus au courant de gâchette 14
E. — Thyristor P, thyristor N 16
Exercices 17

CHAPITRE II. — *Caractéristiques* 18

A. — Caractéristiques statiques 18
B. — Caractéristiques dynamiques 23
C. — Caractéristiques thermiques 29
D. — Caractéristiques de gâchette 31

CHAPITRE III. — *Procédés de déclenchement* 35

A. — Classification 36
B. — Déclenchement par résistance, par résistance et capacité 37
C. — Circuit déphaseur 38
D. — Déclenchement par semiconducteurs à seuil de tension 42
E. — Commande par éléments à circuit magnétique 46
F. — Alimentation en continu : circuits de blocage 51
Exercices 53

CHAPITRE IV. — *Thyristor : applications* 56

A. — Contacteurs à thyristors 57
B. — Réglage de phase : redresseurs à tension continue réglable 58
C. — Commande de puissance en alternatif par réglage de phase 61
D. — Onduleurs et convertisseurs 62
E. — Comparaison du thyristor avec les autres dispositifs à semiconducteurs et avec les soupapes à gaz 67
Note. — Diversité des applications des thyristors 69
Exercices 70

CHAPITRE V. — *Mise en œuvre des thyristors* 72

A. — Résistance thermique ; procédés de refroidissement 73
B. — Protection des thyristors contre les surtensions et les surintensités 75
C. — Thyristors en série 79
D. — Thyristors en parallèle 83
Exercices 85

CHAPITRE VI. — *Autres types de soupapes contrôlées* 88

A. — TRIAC 89
B. — Thyristor à blocage par la gâchette 97
C. — Photothyristor 99
D. — Thyristor à gâchette amplificatrice (ou Darlistor) 102
Exercices 103
Exercice de révision 105

Notices.

Thyristors au silicium, série BT 101-BT 102 107
Thyristor TB 470 110
Triacs 6 et 8 Aeff 113
Triacs TTAL 200 117
Darlistor DT 235 F 119
Diac type DA 3 123
Thyristors 2N 3649, → 2N 3653 124

LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli - Paris (1er)
N° 3038-573.

Imprimé en France

Imp. CRÉTÉ Paris, Corbeil-Essonnes
6691-4-73.
Dépôt légal : 1er trimestre 1965.